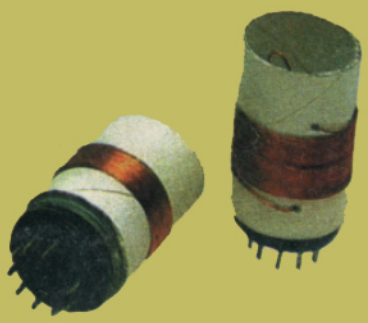
SABER
ELECTRÓNICA
Editorial QUARK
Nº 41
A 34.000
Año 4 1990

DIP METER
SENSIBILIDAD / PRECISION / ECONOMIA

LECCION 1
TV
CURSO COMPLETO



TECNOLOGIA DE PUNTA
LSI EN TECNOLOGIA I²L
VIDEO
SINTONIZADORES DIGITALES DE VIDEO
RADIOARMADOR
AMPLIFICADOR DE RADIOFRECUENCIA

MONTAJES
POTENTE BALIZA DE SEÑALIZACION - CONTADOR DIRECCIONAL DE PASAJE
AMPLIFICADOR/ECUALIZADOR INTEGRADO DE 20W

"SABER ELECTRONICA"

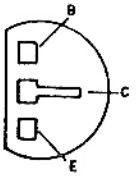
Informaciones útiles, características de componentes, tablas, fórmula de gran importancia para el estudiante, el técnico y el hobista. Todos los meses, las fichas de esta colección traerán las informaciones que usted precisa. Debido a su practicidad, permiten la consulta rápida, inmediata, inclusive en el taller, sin dificultad. Recórtelas y plastifíquelas, o saque copias para pegarlas en cartón. ¡Haga como quiera, pero no se pierda ninguna!

Nº 123 - REV. Nº 41

TRANSISTORES	**BF 423**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Transistor PNP de RF para 250V utilizado en la salida de video de TV blanco y negro y color (Philips). Complementario del BF422.

V_{CBO}: 250V
V_{CEO}: 250V
I_C: 50mA
P_{tot}: 0,83W
$h_{FE(min)}$: 50
fT: 60MHz

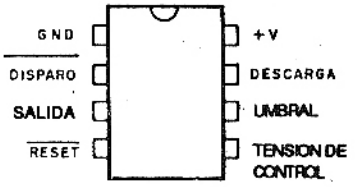


SOT54 (B)

Nº 124 - REV. Nº 41

INTEGRADOS ESPECIALES	**ICM 7555**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

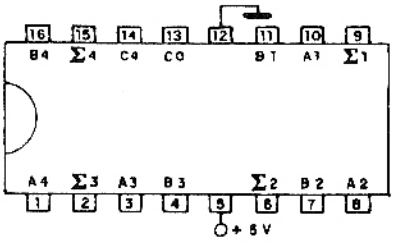
Este integrado es equivalente al 555 pero en la versión CMOS con bajo consumo. Se trata de un timer de uso general con velocidad hasta 500KHz - Intersil.



Nº 125 - REV. Nº 41

TTL	**7483**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

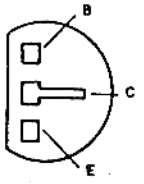
FULL ADDER sumador de 4 bits. Esta es una unidad aritmética que proporciona la suma de dos números binarios de 4 bits.
El número A tiene pesos A1=1, A2=2, A3=4 y A4=8. El número B tiene pesos B1=1, B2=2, B3=4 y B4=8.
Si la suma excede el valor de 15 (1111) aparece un 1 en la salida CO (Carry Out).
Tiempo de propagación: 16ns
Corriente por unidad: 60mA



TRANSISTORES	**BF 422**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Transistor NPN de RF para 250V utilizado como salida de video en TV blanco y negro y color (Philips). Complementario del BF423.

V_{CBO}: 250V
V_{CEO}: 250V
I_C: 50mA
P_{tot}: 0,83W
$h_{FE(min)}$: 50
fT: 60MHz



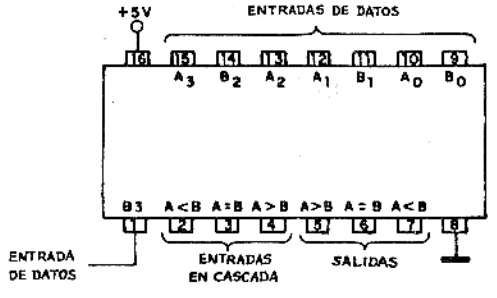
SOT54 (B)

INTEGRADOS ESPECIALES	**ICM7555**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

CARACTERISTICAS
Tensión de alimentación (máx): 18V
Corriente máxima de salida: 100mA
Disipación máxima: 200mV
Tensión de alimentación (mín): 2V
Corriente de reposo (18V): 120µA (tip)
Corriente de disparo: 10pA (5V - tip)
Frecuencia máxima de operación: 500KHz
Tiempo de subida de la salida: 40ns (tip)
Tiempo de descenso de la salida: 40ns (tip)

TTL	**7485**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Comparador de magnitud de 4 bits. Este integrado compara dos números binarios de 4 bits, indicando a través del nivel 1 en una salida cúal es el mayor, cúal es el menor, o si son iguales.
Tiempo de propagación: 23ns
Corriente por integrado: 55mA



SABER ELECTRÓNICA

Editorial QUARK

Nº 41
Año 4
Noviembre
1990

SECCIONES FIJAS
Fichas 1
Del editor al lector 4
Noticias y novedades 10
Sección del lector 79

ARTICULO DE TAPA
Dip Meter 5

INFORME ESPECIAL
Los ideogramas en la era de la electrónica 12

AYUDA AL PRINCIPIANTE
El puente Wheatstone 19

MONTAJES
Potente baliza de señalización 21
Contador direccional de pasaje 27
Amplificador/ecualizador integrado de 20W 29

TECNOLOGIA DE PUNTA
Dispositivos LSI en tecnología I²L lineal compatible 32

COMPUTACION
Data print 38

HOLOGRAFIA
Formación de hologramas 40

TECNICA GENERAL
Circuito para disparo de tiristores 44

COMUNICACIONES
Modulación por código de pulsos PCM 50

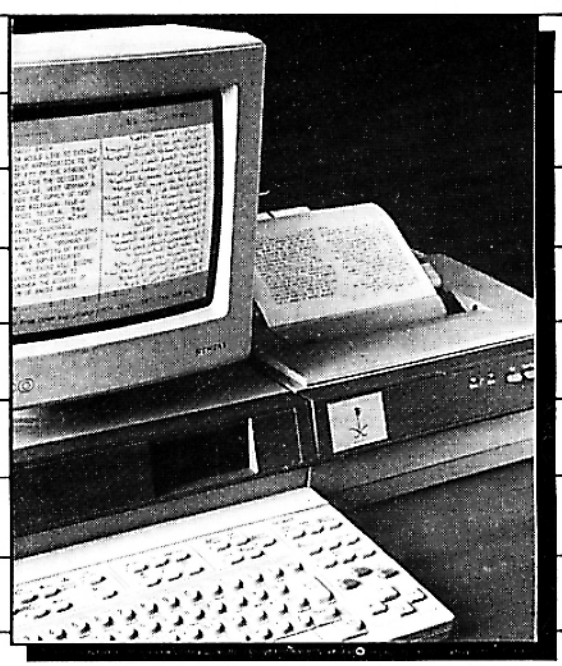
TV
Alineamiento del canal de F. I. de Video 61

VIDEO
Sintonizadores digitales en video 64

AUDIO
Controles de tono 68

RADIOARMADOR
Amplificador de radiofrecuencia 71

CURSOS
Curso básico de televisión - Lección 1 74



DEL EDITOR AL LECTOR

Bien, amigos de SABER ELECTRONICA, nos encontramos una vez más para informarnos sobre las novedades de nuestro mundo.
Ahora podemos hablar de mundo porque SABER ELECTRONICA ES LA CUARTA REVISTA EN VENTAS EN EL MUNDO DE LA ELECTRONICA.
Esto se debe al apoyo incondicional, a las críticas constructivas, a las sugerencias y a la labor de todos ustedes. De nada vale el esfuerzo de todos los que trabajan para hacer llegar a sus manos esta publicación si no existiera respuesta por parte de ustedes.
Estamos iniciando una labor con nuevas metas, más ambiciosas, más fuertes, mejores para nuestros lectores y sin duda mejores para nuestro país. Es el trabajo y el conocimiento de argentinos trasladado a toda América.
50000 ejemplares de SABER ELECTRONICA Nº1 se agotaron en cuatro días en México.¡ La número 2 está superando en un 10% a la número1! La misma SABER ELECTRONICA que ustedes tanto aprecian en Argentina fue tratada con la misma respuesta en ese país y se espera idéntica recepción para la edición que se está preparando para Estados Unidos (siempre en castellano).
¿Como explicar el fenómeno SABER ELECTRONICA?
Creemos que el secreto está en la honestidad. El lector no es tonto. Percibe si las notas publicadas son útiles. El lector sabe lo que quiere, reconoce que nadie es perfecto y comprende que nosotros también cometemos errores. Pero percibe el esfuerzo que hacemos en mejorar. Ve los resultados de nuestro esfuerzo. Tratamos de recompensarlo con notas que correspondan a sus necesidades. De allí el concurso-encuesta.
Las necesidades de los electrónicos son las mismas en Argentina, Uruguay, Chile, Brasil, México y también (según nuestro juicio) en U.S.A..
¿Cómo queda el ejercicio del mes anterior con estos datos nuevos? Rehaga las cuentas: son 20.000 revistas para Argentina, 2.000 para Uruguay y 80.000 para el resto de los países de habla hispana en América. ¿Cuantos kilómetros de páginas de revista tendríamos?
Lo mas importante es que todo esto se ha hecho para que usted pueda tener una revista de electrónica que atienda eficientemente sus requerimientos. Usted crea la necesidad . Nosotros sólo ejecutamos sus deseos de recibir cada vez más información en el área que más le interesa.
Este mes quisiera proponer un ejercicio muy fácil, que espero que lo haga reflexionar un poco sobre la importancia suya para nosotros y para nuestro país.
Partimos de la base que sólo tendremos un país mejor si hay más cultura y capacidad de crear y producir.

Ejercicio:
En nuestra encuesta había mucho más de mil lectores estudiantes universitarios y secundarios. Si cada uno de los que componen el 10% de ellos logra formar un pequeño club de electrónica y cada club produce un proyecto nuevo cada mes, tendremos mas de 1000 proyectos nuevos por año. Si de éstos, el 1% se transforma en un producto que pueda ser comercializado, reinvirtiendo las ganancias obtenidas para financiar a los clubes creadores de los proyectos. Usted puede pensar de la siguiente forma:
a) Eso es un sueño de un loco, no se puede hacer, de nada vale, no sirve para nada, etc., etc., etc..
b) Podríamos conseguir materiales a bajo precio, estimular a los jovenes, crecer con el club, transformarlo en algo importante para mí y mis amigos.
c) Nadie me ayudaría en ese proyecto, sería mucho trabajo y además inútil.
d) Si alguien nos apoyara y hubiera un intercambio entre todos los clubes sería genial.
e) Los de SABER ELECTRONICA deben tener algo en mente, apoyando las opciones b) y d).

Si la última idea le interesó, envíe -a mi nombre- su carta a la editorial. Por favor, no haga llamados telefónicos. Dése a conocer, exponga su plan para formar el club y el apoyo que le gustaría tener. Le contestaré personalmente.
Gracias y hasta el mes que viene.

Profesor Elio Somaschini

SABER ELECTRONICA Nº 41 - NOVIEMBRE 1990

Editorial QUARK

Correspondencia:
Rivadavia 2431 Entrada 4 - Piso 1 - Of. 3
Capital (1034) TE. 47-7298

SABER ELECTRONICA

Editor Responsable:
Bernardo J. S. Rusquellas

Director Técnico:
Prof. Elio Somaschini

Jefe de Redacción y Publicidad:
Claudio E. Veloso

Asistente de coordinación:
Pablo M. Dodero

Administrador:
A. C. May

COLABORADORES:

Arte y diseño:
Mario a. de Mendoza

Traducción:
Ma. Hilda Quinteros

Fotografía:
Clevelart

Corrección:
Liliana Rocca

DISTRIBUCION CAPITAL:
Mateo Cancellaro e Hijo
Echeverría 2469 - 5º "C" - Cap.

INTERIOR
Distribuidora Bertrán S.A.C.
Santa Magdalena 541 - Cap.

URUGUAY:
Verriel y Martínez - Paraná 750 - Montevideo - R.O.U. - TE. 92-0723 y 90-5155

CHILE
Alfa - Carlos Valdovino 251 - Santiago de Chile 551-6511

SABER ELECTRONICA es una publicación mensual de Editorial QUARK, editora propietaria de los derechos en castellano.

Editor Internacional:
Helio Fittipaldi

Director Técnico Internacional:
Newton C. Braga

Copyright by Editora Saber Ltda., Brasil
Derecho de Autor: R Nº 1508

Impresión:
Mariano Más ,Buenos Aires, Argentina

La editorial no se responsabiliza por el contenido de las notas firmadas. Todos los productos o marcas que se mencionan son a los efectos de prestar un servicio al lector, y no entrañan responsabilidad de nuestra parte. Está prohibida la reproducción total o parcial del material contenido en esta revista, así como la industrialización y/o comercialización de los aparatos o ideas que aparecen en los mencionados textos, bajo pena de sanciones legales, salvo mediante autorización por escrito de la Editorial..

DIP METER

La determinación de la frecuencia de resonancia de un circuito LC, de los valores de pequeños inductores, e incluso la frecuencia de sintonía de pequeños receptores es un problema para la mayoría de los lectores que no poseen instrumentación adecuada. Frecuencímetros, puentes de inductancia, generadores de señales son algunos de los costosos aparatos que sirven para las finalidades propuestas; sin embargo, existen las alternativas económicas, y una de las más importantes es el Dip Meter. Con este sencillo instrumento podemos hacer todo lo dicho y mucho más, con buena precisión, facilitando así el trabajo de todos los que una u otra vez se encuentran frente a circuitos de alta frecuencia. El Dip Meter descripto es de estado sólido, de bajo costo y con óptima sensibilidad, pudiendo ser montado con facilidad por la mayoría de los lectores.

Por Newton C. Braga

Un Dip Meter no es más que un oscilador de alta frecuencia con bobinas intercambiables que presenta características especiales. Operando libremente genera una señal de frecuencia conocida, sirviendo así para la determinación de puntos en la escala de sintonía de receptores. Sin embargo, cuando su bobina osciladora se acerca a un circuito resonante cualquiera (una bobina y un capacitor) ocurre un fenómeno importante: cuando la frecuencia del circuito iguala la del conjunto LC próximo, ocurre una alteración de las condiciones internas que alteran la corriente de drenaje del transistor de efecto de campo, y esto se puede visualizar fácilmente en un instrumento.

De esta forma, basta acercar el aparato del circuito LC desconocido y ajustar la frecuencia del oscilador interno hasta el punto en que se verifique la alteración en la corriente (acusada por el instrumento). En este momento leemos directamente en la escala su frecuencia de resonancia (figura 1).

Para determinar la inductancia de una bobina basta proceder de la misma forma, conectando en paralelo con ella un capacitor de valor conocido. Basándonos en el valor de la frecuencia de resonancia, calculamos fácilmente la inductancia, como explicaremos.

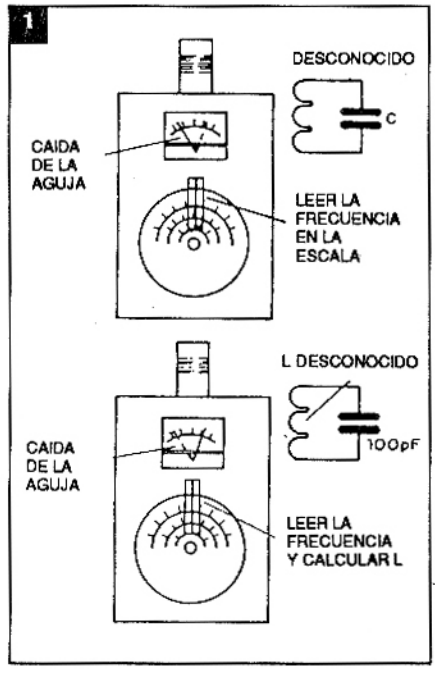
El circuito opera con una tensión de 9V provista por una batería pequeña, siendo por esto totalmente portátil.

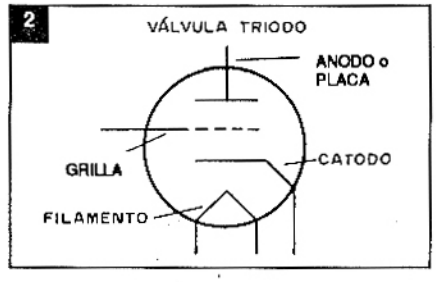
Daremos instrucciones para que usted haga 3 bobinas para la cobertura de las frecuencias entre 1, 2 y 25 MHz, pero nada impide que con nuevas bobinas se amplíe este alcance hasta 100MHz, siempre que se tomen algunas precauciones en el sentido de evitar puntos muertos en las escalas o inestabilidades.

Además de los usos propuestos en la introducción, el Dip Meter también sirve como excelente generador de señales para calibración de receptores.

El circuito

En los "viejos tiempos" de las válvulas, un instrumento muy popular entre los especialistas era el "Grid-dip Meter", que significa "medidor de zambullida de corriente de grilla".





Este nombre se debía al hecho de tener una válvula triodo, en la cual uno de los elementos era la grilla (grid), y que la misma era conectada de tal forma que operaba como osciladora de alta frecuencia (figura 2).

Cuando este circuito era acercado a un sistema resonante LC, de frecuencia coincidente, ocurría una caída o "zambullida" (dip) en la corriente de grilla que podía ser acusada por un instrumento sensible.

En la versión moderna sustituimos la válvula triodo por un transistor de efecto de campo (FET), y en lugar de tener una variación en la corrietne de "gate"; ya que en un FET su elevada impedancia impide que esto ocurra, tenemos una variación en la corriente de drenaje (D).

Ocurre entonces que, al acercar la bobina del circuito oscilador del "Dip Meter", a un circuito resonante LC, hay una fuerte caída de corriente de drenaje, o sea una "zambullida" de la aguja indicadora del instrumento usado.

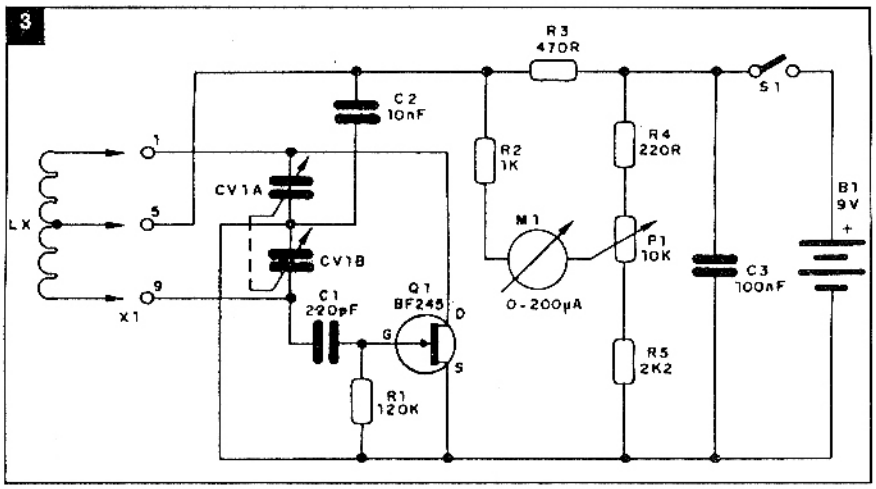
Si el instrumento estuviera dotado de un capacitor variable y un juego apropiado de bobinas que permita cubrir una amplia banda de frecuencias, el mismo se vuelve un instrumento de suma utilidad en la determinación de frecuencias de resonancia, y de modo inmediato, en el cálculo de pequeñas inductancias.

El circuito que describimos es justamente eso: el transistor de efecto de campo BF245 es conectado como oscilador Hartley, donde LX y CV determinan la frecuencia de operación. La realimentación viene a través de C2 y la polarización de compuerta (gate) es proporcionada por el resistor R1.

Para detectar las variaciones de la corriente de drenaje conectamos un microamperímetro de 0-200μA (aproximadamente) en conjunto con un potenciómetro de ajuste, que permite colocar fácilmente la aguja indicadora en el centro de la escala en la operación normal.

Ajustando entonces CV podemos llegar al punto en que ocurra la coincidencia de frecuencias entre el Dip Meter y el circuito LC analizado, cuando la corriente de drenaje cae, haciendo que la tensión en M1 suba con una fuerte deflexión de la aguja del instrumento. Esta deflexión ocurre en el sentido de que hay una caída de la tensión correcta , ya que el puente es equilibrado con un valor positivo del lado del cursor de P1. Tenemos entonces una verdadera "zambullida" de la aguja del instrumento cuando se encuentra la resonancia.

La operación por encima de 30MHz encuentra dos tipos de problemas que exigen habilidad en el montador: el primero se refiere a las bobinas, que deben tener pocas espiras con un mínimo de capacidades parásitas. El segundo está en el valor de CV1, que eventualmente debe ser reducido. Así, para extender el alcance hasta 100MHz, por ejemplo, debemos también alterar el límite inferior de la operación, que debe subir hasta alrededor de 5MHz.



Montaje

En la figura 3 damos el diagrama completo del aparato.

Observe que se trata de un circuito bastante sencillo, pues se usan pocos componentes. Sin embargo, como se trata de un instrumento que funciona en frecuencias elevadas, son importantes algunos cuidados con la disposición de las piezas para evitar capacidades parásitas e inestabilidad.

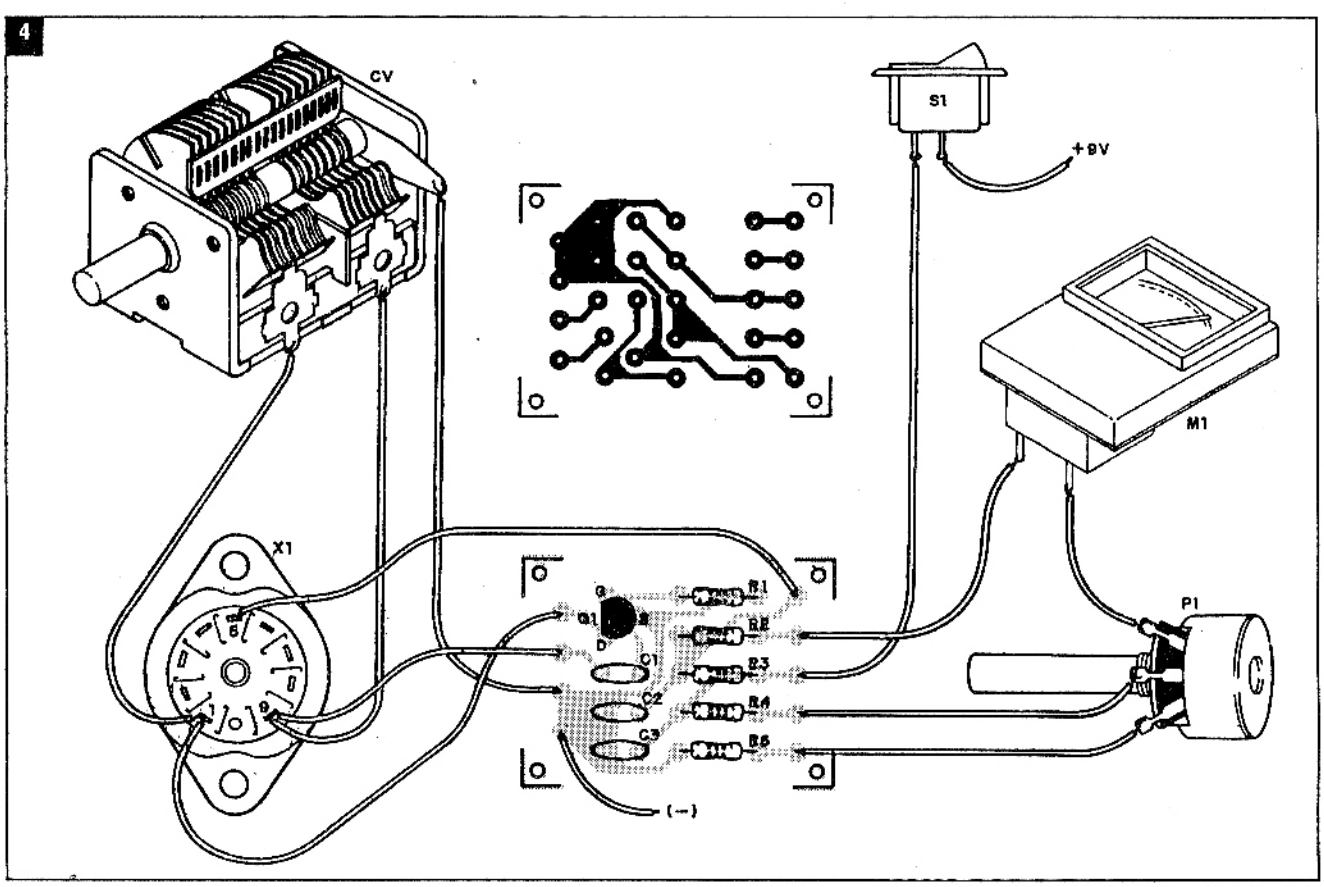
En la figura 4 damos la placa de circuito impreso, bastante sencilla.

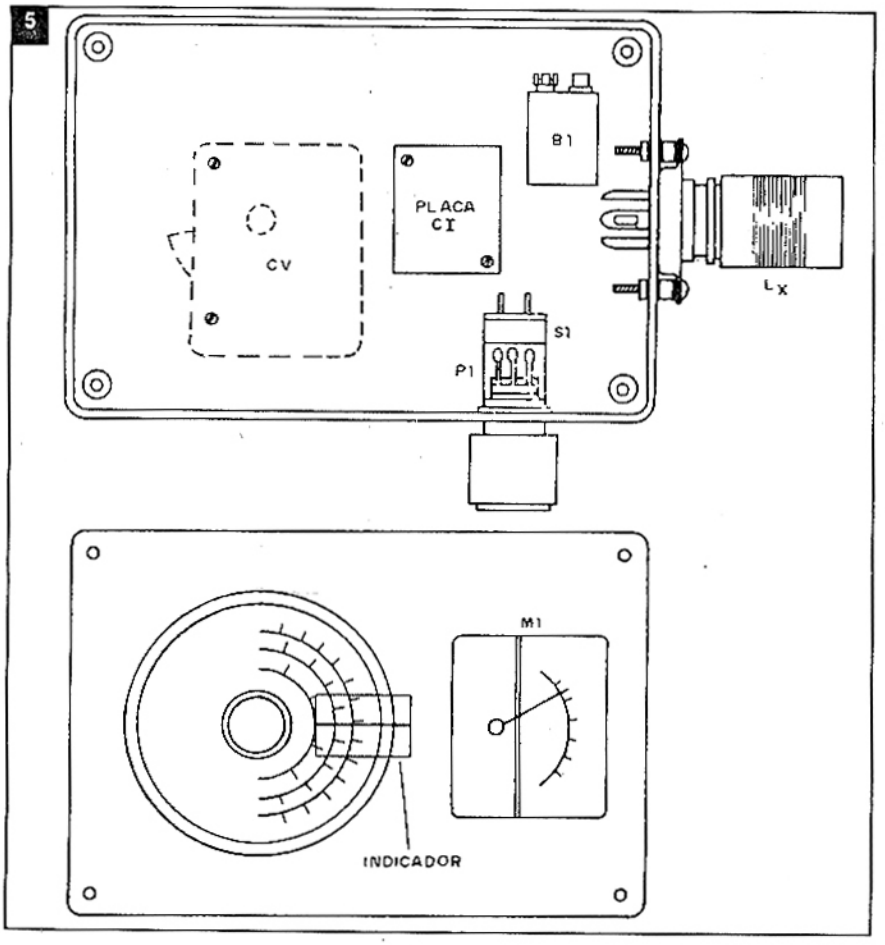
En la figura 5 tenemos el aspecto interno del montaje, con la disposición de los componentes en una caja de 12 x 8 x 5 cm.

El capacitor variable es del tipo de dos secciones, aprovechándolo de una radio de válvulas fuera de uso, y su valor no es crítico, pues en función de él haremos la calibración de la escala. Se pueden usar capacitores variables con capacidades máximas comprendidas en la banda de 190 a 300pF . En verdad, no se debe preocupar con el valor exacto de las capacidades extremas de este componente, pues enseñaremos cómo hacer la calibración del instrumento sin tener en cuenta este hecho. Basta que el capacitor variable sea del tipo usado en radios de ondas medias antiguas, con dos secciones y eje fino para la fijación del botón...¡y el problema está resuelto!

El instrumento de medición es un microamperímetro del tipo usado como VU en aparatos de audio. Su valor no es crítico, pudiendo tener fondo de escala entre 100 y 300µA. Hasta incluso se puede usar un miliamperímetro de 0-1mA con el cambio de P1 por un potenciómetro de 2k2.

Este potenciómetro puede incorporar





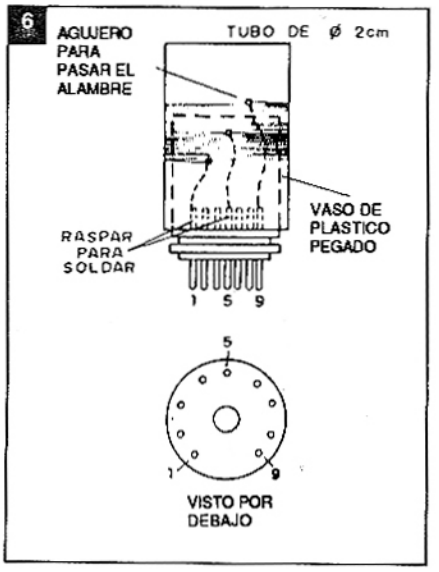
el interruptor general, como en el prototipo, facilitando así la utilización del instrumento.

Los resistores son de 1/8W con 10% de tolerancia y los capacitores son todos cerámicos de buena calidad. Para Q1 podemos usar el BF245 o bien el MPF102. En el caso del MPF102, sin embargo, la disposición de los terminales es diferente, lo que debe ser previsto al ubicarlo en la placa.

Para un capacitor variable de aproximadamente 210pF de capacidad máxima, damos las bobinas con las bandas de frecuencias cubiertas, pero como puede haber tolerancias los valores son aproximados. La calibración exacta será explicada más adelante.

Todas las bobinas (3) son enrolladas en tubos de cartón de 2 cm de diámetro con una longitud que varía entre 2 y 4 cm (según el número de espiras).

La ubicación en el Dip Meter se hace por medio de un zócalo redondo y su base correspondiente de 9 pins, del tipo usado para válvulas. En la figura 6 mostramos pormenores de la construcción de una de estas bobinas.



En la tabla a continuación relacionamos el número de espiras y la banda de frecuencia cubierta por la correspondiente bobina. Vea que las bobinas poseen toma central y están bobinadas con alambre esmaltado 28 AWG (0,3211 mm).

Banda (MHz)	Espiras
0,5 a 1,8	45 + 45
1,5 a 5	22 + 22
4 a 25	12 + 12

Para llegar a los 40MHz la bobina puede ser de 7+7 espiras; sin embargo, dependiendo del capacitor variable, pueden ocurrir puntos muertos en la sintonía, o sea, puntos sin oscilación. El capacitor variable debe poseer una capacidad máxima del orden de 80pF para este caso. El mismo se da en el caso de una frecuencia de 80MHz, en que tenemos aproximadamente 4+4 espiras.

En la construcción de la bobina el alambre esmaltado debe mantenerse firme con la utilización de cola o incluso de cera de vela.

Para la conexión de la batería usamos un conector adecuado. La fijación se puede hacer con la ayuda de una abrazadera.

En el capacitor variable fijamos una perilla que permite la colocación de una escala triple (o cuádruple, si hace 4 bobinas).

Esta perilla es del tipo de las que encontramos en radios transistorizadas, donde un trozo de acrílico transparente con una línea roja sirve de referencia para el ajuste de las frecuencias deseadas.

Calibración

Esta es la operación más delicada del montaje, exigiendo del montador la disponibilidad de un receptor de ondas medias o cortas que cubra la banda de operación del Dip Meter o bien un frecuencímetro.

Daremos el procedimiento usado con el receptor, ya que con el frecuencímetro el trabajo es inmediato.

Comience colocando la bobina que cubre de 0,5 a 1,8MHz aproximadamente

(dependiendo de su capacitor variable e incluso de pequeñas variaciones de valores de los componentes, pueden ocurrir buenas diferencias en relación a esta banda, pero ya usted descubrirá eso con facilidad).

Conecte su receptor en la banda de ondas medias y cierre todo el capacitor variable del Dip Meter. Coloque el receptor a una distancia de unos 30 cm del Dip Meter y vaya girando su sintonía hasta captar la señal del oscilador en la forma de un "soplo" o leve silbido. Eventualmente puede ser un chillido, si hubiera coincidencia de frecuencia con alguna estación local.

En este punto usted tiene la primera referencia de frecuencia para su escala. Si no capta nada, deje el capacitor variable del receptor en la frecuencia menor de la banda de ondas medias (530kHz) y vaya abriendo el capacitor variable del Dip Meter hasta que se capte la señal. Ya tiene entonces la nueva referencia para su escala.

Vea que es conveniente, antes, saber exactametne cuál es el ángulo de giro de su capacitor variable y ya dejar preparado un papel para la marcación de los valores (figura 7).

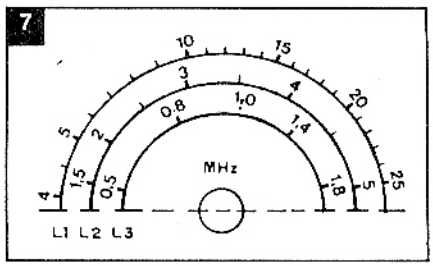
En la localización de la señal del Dip Meter es importante tener cuidado para no marcar la frecuencia de una oscilación armónica, o sea, un múltiplo de la frecuencia original, lo que puede tener como resultado una escala errada.

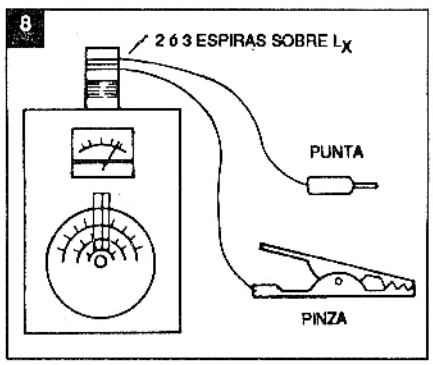
La señal fundamental es más fuerte, captada en todo el giro del capacitor variable del Dip, si bien podemos tener la producción de diversas señales.

A partir del primer punto encontrado en la escala, podemos ir gradualmente encontrando otros, tomando la radio como referencia.

Así, en el caso de la banda de ondas medias, bastará llevar la sintonía de la radio a 800kHz y ajustar el Dip hasta que se capte la señal. Marcamos entonces 0,8 en la escala correspondiente.

Hacemos lo mismo con las frecuencias de 1; 1,3 y 1,6MHz o hasta donde la bobina alcance, pues como ya vimos pueden ocurrir variaciones en función de los componentes usados. Lo importante para el





montador es que, una vez hecha esta calibración, la misma será válida para su bobina y ya no tendrá más necesidad de una radio para saber en qué frecuencia está operando el circuito.

Si terminamos la banda del receptor, sin que todo el capacitor variable del Dip esté abierto, debemos pasar a otra banda del receptor para encontrar puntos nuevos.

Procedemos del mismo modo con las otras bobinas, siempre tomando como referencia las frecuencias sintonizadas en el receptor, en las bandas de medias y cortas, de ahí la necesidad de un receptor que tenga el máximo de bandas y debidamente calibradas. Para saber si su receptor está realmente calibrado bien puede basarse en las estaciones conocidas que se sintonizan con facilidad.

Uso

Como generador de señales basta ajustar la frecuencia en la escala, con la bobina que cubra la banda deseada, y después acercar el Dip Meter al aparato en el cual se desea hacer la inyección.

Un eslabón de acoplamiento puede improvisarse como muestra la figura 8, en el caso de circuitos de menor sensibilidad.

Para determinar la inductancia de una bobina o frecuencia de resonancia de un circuito LC proceda de la siguiente forma: conecte un capacitor cerámico de 100pF en paralelo con la bobina, en el caso de desear saber su inductancia; en el caso de LC, déjelo como está.

Acerque el Dip Meter a la bobina y ajuste el potenciómetro para tener una indicación del instrumento en el medio de la escala aproximadamente.

Coloque una bobina en el Dip Meter de acuerdo con la frecuencia en que se espera la resonancia. Vaya girando el variable hasta notar un brusco movimiento de la aguja del instrumento (caída). En este momento, basta leer la frecuencia de resonancia.

En el caso de la bobina, use la fórmula a seguir para calcular la inductancia:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

donde: C es la capacitancia, en farads (100pF = 100 x 10-12F)
F es la frecuencia leída, en Hertz
L es la inductancia, en Henry (H)

Observación: si la aguja tiende a la deflexión en el sentido opuesto al esperado, invierta sus conexiones. ✪

LISTA DE MATERIALES

Q1 - BF245 - transistor de efecto de campo (Philips)
M1 - 0-200μa - microamperímetro
B1 - 9V - batería
Lx - bobinas - ver texto
CV - variable de 2 secciones 290+290pF - ver texto
C1 - 220pF - capacitor cerámico
C2 - 10nF - capacitor cerámico
C3 - 100nF - capacitor cerámico
R1 - 120k - resistor (marrón, rojo, amarillo)
R2 - 1k - resistor (marrón, negro, rojo)
R3 - 470 ohm - resistor (amarillo, violeta, marrón)
R4 - 220 ohm - resistor (rojo, rojo, marrón)
R5 - 2k2 - resistor (rojo, rojo, rojo)
P1 - 10k - potenciómetro con llave
S1 - interruptor simple (conjugado a P1)

Varios: placa de circuito impreso, caja para montaje, conector para batería de 9V, zócalo redondo para válvulas, enchufe de 9 pins, tubos de cartón para las bobinas, alambre esmaltado 28AWG (0,3211 mm), perilla para el potenciómetro, perilla para el variable, soldadura, etc.).

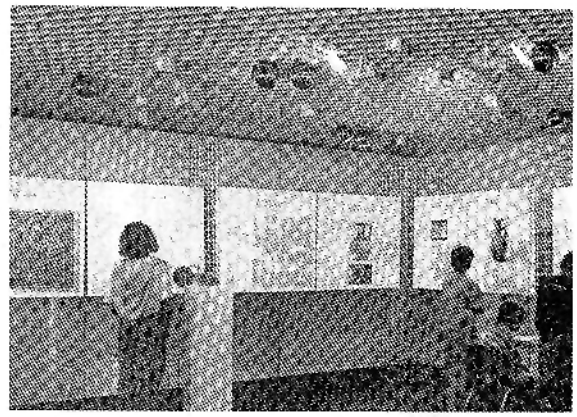
LOS IDEOGRAMAS EN LA ERA DE LA ELECTRONICA

El tema de la actual exposición especial del Museo Siemens en Munich es la escritura y su evolución a través de varios milenios, desde la escritura cuneiforme de los sumerios y los jeroglíficos hasta el procesamiento de textos en el computador. Durante la inauguración de la exposición "Escritura e Impresión desde la Edad de Piedra hasta la Microelectrónica", el profesor Herbert Franke trató especialmente el significado actual de los ideogramas. En dicha disertación se basa el presente artículo.

Herbert Franke

Uno de los más grandes logros culturales de la humanidad fue diferenciar los sonidos del habla humana y plasmarlos por escrito mediante un signo fonético. El antiguo alfabeto semita occidental, que data probablemnte del siglo XIV antes de J. C. y procede de la antigua Ugarit (hoy en día la cuidad siria Ras Sharma), constituye en este contexto un documento cultural valioso. Este alfabeto, desarrollado en principio únicamente para las lenguas semíticas del noroeste, inició una marcha victoriosa por todo el mundo partiendo de Fenicia. No sólo los alfabetos europeos como el griego, latino y cirílico se derivaron de esta lengua, sino también las escrituras hebreas y arábicas e incluso la siria. Todas las escrituras alfabéticas utilizadas en Asia Meridional proceden en definitiva del tronco semítico, mientras que los turcos uigúricos, mongoles y manchúes de Asia Central utilizaban una escritura derivada del sirio empleada aún hoy en parte, como por ejemplo los mongoles en Mongolia Central.

Los elementos fonéticos básicos de ese alfabeto no sólo fueron utilizados por Israel sino por todas las culturas. A pesar de ello, la escritura alfabética no se extendió por todo el mundo civilizado. Las culturas del Este asiático ofrecieron resistencia a la alfabetización de sus lenguas. China y Japón aún conservan hoy los ideogramas, en gran parte independientes de los sonidos. Los países del Extremo Oriente no empezaron a conocer las lenguas alfabéticas fonéticas a raíz de la expansión europea,



El Museo Siemens organiza exposiciones especiales sobre temas del ámbito de la técnica y la cultura, complementando el programa permanente sobre la evolución y el estado de la electrotécnica.

sino ya a partir del siglo III después de J. C. En esa época, los budistas chinos tradujeron del sánscrito y crearon una gigantesca obra traducida. Tal como sucede actualmente en China y Japón, tampoco renunciaron a sus sitemas de escritura en favor de un alfabeto fonético puro. Esto significa que debe haber motivos para tal actitud conservadora.

La escritura china surgió a mediados del siglo II antes de J. C. a base de pictogramas y servía para plasmar la escritura de una lengua sin morfología complicada, característica de las lenguas indoger-

mánicas, semíticas y altaicas. Expuesto de manera muy simplificada, no había ni hay apofonías, metafonías ni morfemas complicados, las raíces de las palabras son todas monosilábicas y fundamentalmente invariables, a la vez que las relaciones sintácticas se expresan sólo mediante pocas palabras funcionales monosilábicas. La cantidad de caracteres distintos, es decir, monosílabos expresados gráficamente, es muy alta. El diccionario moderno más completo de la escritura china, el Dai Kanwa Jiten, contiene nada menos que 48.902 signos diferentes y el diccionario de Robert H. Mathews, muy utilizado en el mundo occidental, describe así y todo 7.773 signos. Estas cifras son impresionantes, pero decenas de miles de signos son tan sólo variantes gráficas o eventuales construcciones del diccionario.

Los chinos inventaron los pictogramas en el 2º milenio A.C., a partir de los cuales se desarrollaron los actuales ideogramas

Las ventajas de las escrituras ideográficas son las siguientes:

◊ **Como** la escritura es un sistema visual de signos, no se vio afectada por el cambio histórico de fonemas. Por consiguiente, el chino escrito sigue siendo legible y comprensible transcurridos varios cientos de años para quien ha aprendido la gramática de la escritura china. Los textos envejecen por lo tanto mucho más lentamente que, por ejemplo, en el idioma alemán, donde actualmente ya no se entiende sin más ni más el medio alto alemán.

◊ **La escritura** se mantiene al margen de los dialectos. A pesar de que en muchos dialectos chinos un mismo elemento de palabra se lee y pronuncia de manera bastante diferente, todo quien ha aprendido la escritura reconoce la representación óptica de ese signo.

◊ **La escritura** china también es aplicable como medio gráfico además de su función de lengua individual, siempre y cuando se conozca la sintaxis de la lengua china escrita, que opera primordialmente con reglas de posicionamiento. Así por ejemplo, el chino constituyó un instrumento de educación y cultura en Japón, Corea y Vietnam a pesar de la divergencia absoluta de las lenguas de estos países con el chino y entre ellas. Desde el punto de vista sociológico-educativo, se trata de un fenómeno paralelo a la utilización del latín en la Edad Media europea.

◊ **Por último,** cabe mencionar que el chino y el sinojaponés poseen muchísimos homófonos (palabras con sonido idéntico pero escritura diferente), cuyos significados distintos sólo se pueden reconocer mediante una imagen.

Las desventajas de las escrituras ideográficas son que, por su gran cantidad de signos, resulta mucho más difícil aprender su lectura y escritura que tratándose de las 24 letras del alfabeto latino. Pero esto no impide al Japón ni a China aferrarse a la escritura metafórica.

Otro motivo para dicha actitud podría consistir en el carácter de elemento de identificación cultural que ofrece este sistema de escritura.

El carácter de la escritura china como medio visual de comunicación ha impresionado mucho a los pensadores europeos del pasado.

En la época en que surgía el lenguaje de fórmulas matemáticas, algunos eruditos como Gottfried Wilhelm Leibniz llegaron a pensar en la utilización del chino como sistema de comunicación meta-monoidiomático. Tales iniciativas no sólo son expresión de la sinofilia del barroco, sino que debe verse en relación con una formalización del lenguaje natural y del pensamiento. A partir del siglo XVI hubo muchos intentos en ese sentido, que sin embargo no pudieron imponerse. Sólo se perfilaron métodos nuevos con mejores perspectivas cuando se comenzó a formalizar y matematizar la lógica también en la notación, es decir, en la representación de la información mediante símbolos.

La confrontación con la moderna técnica de las comunicaciones constituyó un gran desafío para el Extremo Oriente con su escritura ideográfica de características chinas, por ejemplo al considerar cómo podía telegrafiarse con la escritura china. Ya muy pronto se ideó en China a tal efecto un sistema simple basado en el alfabeto Mose. El código telegráfico chino se basa en una asignación monoinconfundible de caracteres y números naturales de

cuatro dígitos. A cada caracter se le asigna una cifra de cuatro dígitos, de manera que puede transmitirse telegráficamente un total de 9.999 signos. Esta cifra es absolutamente suficiente y admite incluso símbolos de rara aparición. Para dicho sistema es indispensable que tanto la oficina de telégrafos emisora como la receptora dispongan de tablas de codificación idénticas.

En el Japón se siguió otro camino. Allí existen además de los símbolos chinos (Kanji) otros dos alfabetos silábicos, Hiragana y Katakana. Para telegrafiar se utilizó la escritura silábica Katakana y una adaptación del alfabeto Morse. Pero un telegrama de transcripción fonética de ese tipo podría ser a veces equívoco e incluso incomprensible debido a los numerosos homófonos. Para solucionar esto, se utilizó en el Japón ya muy pronto la fototelegrafía, es decir, que no sólo se telegrafiaba el texto Katakana fonético, sino también el texto ecrito por el remitente, constituido por signos Kanji y Ka. Los modernos medios de transmisión de facsímiles, el telefax por ejemplo, han facilitado considerablemente este intercambio de imágenes. El mismo sistema podría implementarse de este modo en China.

Un jarrón chipriota del último cuarto del 2º milenio antes de J. C., con los tres signos silábicos TA-LE-SE.
Los 56 signos descifrados de esta escritura acaban en una vocal de cierre, como la mayor parte de las escrituras silábicas japonesas Hiragana y Katakana

Sin embargo, el procesamiento electrónico de textos de los grafemas (mínima unidad significativa) ideográficos chinos y japoneses tropieza con una dificultad que nosotros no conocemos en nuestro alfabeto fonético. El teclado normal de una máquina de escribir nos basta para introducir un texto. No ocurre lo mismo con la escritura china y el Kanji en Japón. Aquí hay que clasificar muchos miles de signos diferentes, de manera que la introducción no cueste demasiado trabajo. En teoría sería concebible un sistema lógico puramente formal para el reconocimiento de los signos escritos. Pero se plantearían problemas cuando, por ejemplo, fuera necesario diferenciar automáticamente entre sí los carteles indicadores en las estaciones y en los aeropuertos o las indicaciones de tráfico mediante un programa de reconocimiento de imágenes. Los chinos ya prepararon el terreno desde hace varios siglos, realizando una clasificación según características gráficas. Hoy en día existe una serie de sistemas clasificadores puramente gráficos para caracteres chinos y japoneses. La forma más común es ordenar por raíces o signos básicos, de los cuales existen 214, que pueden aparecer por sí mismos o formar un nuevo signo con elementos gráficos complementarios. Estos últimos se ordenan según la cantidad de trazos.

Una clasificación en base a la pronunciación en chino, produciría aún mayores ambigüedades. El moderno idioma chino culto sólo posee unos 400 fonemas silábicos individuales y, aun considerando la tonalidad de las palabras, resultan sólo unos 1.100 fonemas individuales que se distribuyen entre miles de signos de escritura de clara diferenciación gráfica (el fonema individual es la mínima unidad diferenciadora de significado pero no significativa, por ejemplo: "B" en beso y "P" en peso). La homofonía es por lo tanto un inconveniente para la introducción electrónica orientada a los fonemas. Esto repercute también en los programas de textos desarrollados hasta ahora para el chino. La generación de signos y su almacenamiento ya no constituyen técnicamente problema alguno. La dificultad estriba en ingresar el texto de manera que éste pueda ser representado en la pantalla y luego editado por la impresora. En la mayor parte de los casos se utiliza un teclado estándar y se introducen los fonemas de acuerdo con uno de los sistemas de transcripción utilizados hoy en día. Esto presupone desde luego que hay que saber cómo debe interpretarse el signo correspondiente. Si se introduce por ejemplo "wang", aparecen en el borde inferior de la pantalla todos los signos que suenan como "wang", que son varios centenares. Esta cantidad se reduce si se sabe con cuál de los cuatro tonos del chino culto debe leerse el signo buscado. Con ayuda del ratón o del cursor se visualiza el correspondiente signo en la pantalla. Para ello es condición necesaria que se hayan almacenado suficientes signos de escritura distintos. La mayoría de los programas ofrecen algunos miles de signos.

Este procedimiento demuestra que la gran cantidad de signos constituye el verdadero problema para la clasificación y la introducción. Se tarda muchísimo más en ingresar un signo de escritura que

El teleimpresor bilingüe Siemens T1200AL es adecuado para las grafías latina y árabe. Cada télex recibido se imprime automáticamente en la escritura correcta.

introducir mediante el teclado una palabra formada por letras del alfabeto.

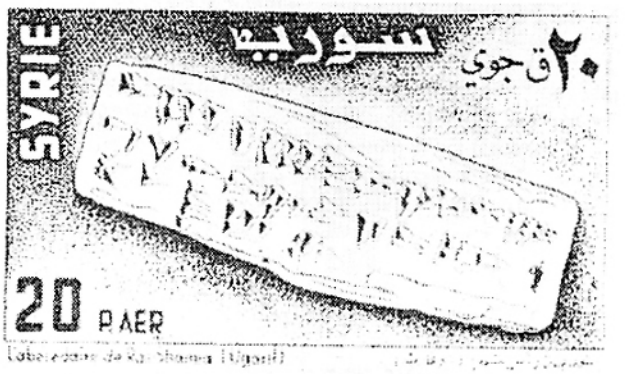
El problema de la homofonía también se plantea en el japonés, donde se agudiza aún más a causa de las peculiaridades del sistema de escritura japonés y se manifiesta asimismo en los sistemas de procesamiento de textos computarizados: "shoyo" tiene por ejemplo tres significados: tranquilo, suave / estímulo, iniciativa / cuestión comercial. Estos tres significados totalmente diferentes entre sí, pero fonéticamente idénticos son binomios inconfundibles en la escritura sinojaponesa. La situación en el japonés se complica además por no existir una asignación inequívoca entre los fonemas o la lectura y los signos, como es regular en el chino. Un signo admite a menudo varias posibilidades de lectura: Es posible leerlo como sinojaponés, es decir, con una pronunciación que en definitiva se deriva del chino, a cuyo efecto existen sin embargo dos formas de lectura diferentes. Además, cada signo tiene también una equivalencia puramente japonesa, de manera que eventualmente una palabra puramente japonesa puede tener más de una equivalencia entre la diversidad de signos de escritura. Por lo tanto, no sólo existe una polivalencia en la pronunciación de un mismo signo de escritura, sino también -aunque menos frecuente- una polivalencia en la representación gráfica de una misma palabra.

Los japoneses han separado bien estas dificultades, que por supuesto repercuten en el almacenamiento electrónico de datos. Miniaturizando los diferentes elementos de cada palabra, lograron

desarrollar por ejemplo un diccionario electrónico de bolsillo con un contenido básico de 2.500 signos chinos y 5.300 palabras japonesas.

El aprendizaje de las polivalencias entre pronunciación y escritura implica un gran esfuerzo de la memoria. Esto rige ante todo para los nombres propios. El nombre "Honda", por ejemplo, puede pronunciarse "Honda" o "Motoda" indistintamente. Es necesario aprender cuál de las dos pronunciaciones es la correcta. El motivo no tiene fundamentos en una regla lógica, sino que está condicionado históricamente.

La lectura automática con auxilio del procesamiento electrónico de datos para el almacenamiento y tratamiento posterior de textos ya es posible hoy en día para grafías impresas éstandar si la escritura es alfabética. También en China y Japón se ha experimentado con éxito al respecto, aunque sólo con formas éstandar. Esto excluye la lectura de manuscritos en cursiva y de escrituras de carácter artístico. En las culturas de Asia Oriental, donde la caligrafía constituye un arte equiparable a la pintura, siempre quedará un resto no sometido a la automatización.



La prueba más antigua (aprox. 1400 a. de C.) de un orden alfabético fue encontrada en Ugarit, en la actual Siria. El Correo Sirio emitió en 1956 un sello conmemorativo.

Prof. Dr. Phil. Dr. jur. Herbert Franke,
Emérito de cultura y lingüística de Asia Oriental, Universidad Ludwig-Maximilian, Munich, Presidente decano de la Bayerische Akademie der Wissenschaften, República Federal de Alemania

PUENTE DE WHEATSTONE

El puente de Wheatstone es uno de los más importantes instrumentos de medición eléctrica. Por su intermedio, se pueden medir, en magnitud y fase, casi todas las frecuencias, entre otras aplicaciones no menos importantes.

Por Aquilino R. Leal

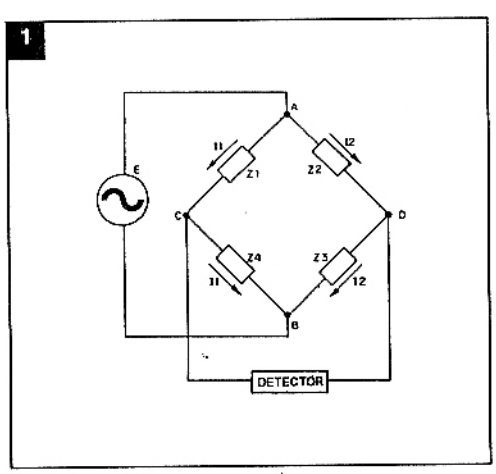
Los circuitos en puente pueden usarse no solamente como dispositivos de medición, sino como parte importante de un dispositivo de comunicaciones. Cuando un puente se encuentra equilibrado produce una transferencia infinita de impedancia entre dos partes del dispositivo, así se puede usar para los efectos indeseables de las impedancias mutuas. Por este proceso también es posible, en determinadas aplicaciones, la separación de dos señales originarias de diferentes puntos que atraviesan el dispositivo común, por ejemplo dos mensajes telegráficos o telefónicos que pasan a lo largo de una línea de transmisión en direcciones opuestas.

La figura 1 muestra los componentes de un puente de Wheatstone para medición de impedancia en audio frecuencia. La fuente de tensión alterna es aplicada entre los puntos A y B y un detector es conectado entre los puntos C y D. En la banda de audio frecuencia ese detector es generalmente un par telefónico receptor, pero también puede ser un galvanómetro de corriente alterna. En caso que use este último, es preferible usar el galvanómetro "vibrador" que no es más que un medidor selectivo que puede sintonizarse en la frecuencia para la que se debe hacer la medición: el detector puede ser incorporado a un amplificador para que la medición sea más precisa. Si la frecuencia de la tensión E está por encima del límite de audibilidad, es común combinarla (batido) con otra frecuencia de radio para producir un tono audible, el que se puede oír en el receptor telefónico.

Cuando el puente se encuentra equilibrado, los puntos C y D (figura 1) están en el mismo potencial y no fluye corriente a través del circuito detector. Entonces, la corriente I1 fluye a través de dos impedancias Z1 y Z3 en serie; de esta misma forma, la corriente I2 fluye a través de las dos impedancias Z2 y Z4 también en serie. De esta forma:

$$I1 = \frac{E}{Z1 + Z3} \quad (I) \qquad y \qquad I2 = \frac{E}{Z2 + Z4} \quad (II)$$

1



Como A es un punto común a las ramas Z1 y Z2 y si el punto C tiene el mismo potencial que el punto D, por lo menos por hipótesis, entonces las caídas en las impedancias Z1 y Z2 deben ser iguales en amplitud y fase de modo de obtener el equilibrio. Por lo tanto:

$$I1 . Z1 = I2 . Z2 \qquad (III)$$

Sustituyendo las ecuaciones (I) y (III):

$$\frac{E}{Z1 + Z3} \cdot Z1 = \frac{E}{Z2 + Z4} \cdot Z2 \qquad ó$$

$$\frac{Z1}{Z1 + Z3} = \frac{Z2}{Z2 + Z4} \Rightarrow Z1.Z2 + Z1.Z4 =$$

$$= Z1.Z2 + Z2.Z3 \Rightarrow Z1.Z4 = Z2.Z3$$

$$\text{donde} \quad \frac{Z1}{Z3} = \frac{Z2}{Z4} \qquad (IV)$$

La ecuación (IV) es la "ecuación de equilibrio del puente de Wheatstone" o sea, si las cuatro impedancias satisfacen la ecuación (IV), no fluirá corriente en el detector y la impedancia de transferencia entre los terminales A-B y C-D será infinita; no hay interacción entre la fuente y el detector.

En este caso se dice que el puente está equilibrado.

De forma general esas cuatro impedancias (figura 1) son complejas, o sea, son de la forma:

$$Z1 = /Z1/\underline{/\theta 1} = R1 + j\,X\,1$$
$$Z2 = /Z2/\underline{/\theta 2} = R2 + j\,X\,2$$
$$Z3 = /Z3/\underline{/\theta 3} = R3 + j\,X\,3$$
$$Z4 = /Z4/\underline{/\theta 4} = R4 + j\,X\,4$$

Así, la ecuación de equilibrio impone dos requisitos en el circuito: uno de amplitud y otro de fase. De ahí, la ecuación (IV) puede ser escrita como:

$$\frac{/Z1/\underline{/\theta 1}}{/Z3/\underline{/\theta 3}} = \frac{Z2\ \underline{/\theta 2}}{Z4\ \underline{/\theta 4}} \qquad (V)$$

Donde: $\frac{/Z1/}{/Z3/} = \frac{/Z2/}{/Z4/}$ y

$$\theta 1 - \theta 3 = \theta 2 - \theta 4 \qquad (VI)$$

Para efectos de fijación de ideas se considera que el puente de la figura 1 se encuentra equilibrado; digamos que se desea determinar la impedancia Z1 siendo conocidas las demás impedancias:

$$Z2 = 3 + j4$$
$$Z3 = 1 - 2j \quad y$$
$$Z4 = 3 + j$$

El primer paso, entre otras alternativas, es pasar de las coordenadas cartesianas a las coordenadas polares y aplicar directamente la ecuación (VI).

De esta forma:

para Z2

$$/Z2/ = \sqrt{3^2 + 4^2} = 5$$
$$\theta 2 = \text{arc tg}\,\frac{4}{3} = 53{,}13°$$

para Z3

$$/Z3/ = \sqrt{1^2 + 2^2} = 2{,}23$$
$$\theta 3 = \text{arc tg}\,\frac{-2}{1} = -63{,}43°$$

para Z4

$$/Z4/ = \sqrt{3^2 + 1^2} = 3{,}16$$
$$\theta 4 = \text{arc tg}\,\frac{1}{3} = 18{,}43°$$

Entonces:

$$Z2 = 5\ \underline{/\ 53{,}13°}$$
$$Z3 = 2{,}23\ \underline{/\ -63{,}43°}$$
$$Z4 = 3{,}16\ \underline{/18{,}43°}$$

Finalmente:

$$Z1 = \frac{/Z2/\,.\,/Z3/}{/Z4/} = \frac{5 \times 2{,}23}{3{,}16} = 3{,}52$$
$$\theta 1 = \theta 3 + \theta 2 - \theta 4 = -63{,}43° + 53{,}13° - -18{,}43° = -28{,}73°$$

O sea:

$$Z1 = 3{,}52\ \underline{/\ -28{,}73°}$$

o en términos de coordenadas cartesianas:

$$R1 = 3{,}52\ .\ \cos(-28{,}73) = 3{,}08$$
$$X1 = 3{,}52\ .\ \text{sen}(-28{,}73) = -1{,}69$$
$$\therefore Z1 = 3{,}08 - j\ 1{,}69$$

Otra alternativa es la de llevar los cálculos bajo la forma de coordenadas cartesianas, o sea:

$$\frac{Z1}{4 - j2} = \frac{3 + j4}{3 + j} \Rightarrow Z1 = \frac{3 + j4 - j6 + 8}{3 + j} = \frac{11 - j2}{3 + j} \quad \text{ó}$$

$$Z1 = \frac{(11 - j2)\,(3 - j)}{(3 + j)\,(3 - j)} = \frac{33 - j11 - j6 - 2}{9 + 1} = \frac{31 - j17}{10}$$

finalmente:

Z1 = 3,1 - j1,7, comprobando el resultado obtenido anteriormente por otro proceso.

Cuando se usa el puente para mediciones de impedancia, es costumbre tomar Z1 y Z2 como resistencias puras (reactancia nula); para esta condición la ecuación (IV) puede ser amplificada a:

$$\frac{R1 + j0}{R3 + jX3} = \frac{R2 + j0}{R4 + jX4} \Rightarrow \frac{R1}{R3 + jX3} = \frac{R2}{R4 + jX4}$$

y de ahí:

$$\frac{R3}{R1} + j \cdot \frac{X3}{R1} = \frac{R4}{R2} + j \cdot \frac{X4}{R2}$$

Para que resulte satisfecha la ecuación (VII) las componentes reales de ambos miembros de la ecuación deben ser iguales como también las componentes imaginarias. Entonces, si Z3 es una impedancia desconocida, sus componentes son determinadas por:

ecuación real:

$$\frac{R3}{R1} = \frac{R4}{R2} \quad \text{ó} \quad R3 = R1 \cdot \frac{R4}{R2} \qquad (VIII)$$

ecuación imaginaria:

$$\frac{X3}{R1} = \frac{X4}{R2}$$

ó

$$X3 = R1 \cdot \frac{X4}{R2} \qquad (IX)$$

o de la ecuación (VI) por:

$$Z3 = /Z4/ \cdot \frac{R1}{R2} \quad y \quad \theta 3 = \theta 4 \qquad (X)$$

La ecuación (X) muestra las condiciones de equilibrio para las impedancias en coordenadas polares, mientras que las ecuaciones (VIII) y (IX) proporcionan las mismas condiciones en coordenadas ortogonales. Los dos pares de ecuaciones prueban que, en general, se deben hacer dos ajustes en un puente a.c. para asegurar el perfecto equilibrio.

Se debe resaltar que un puente de impedancias cuyo estudio se omitió por no ser necesario para la continuación de este trabajo, necesita sólo un ajuste, pues sus elementos son resistivos, no habiendo ajuste de fase. ✪

POTENTE BALIZA DE SEÑALIZACION

Los fuertes pulsos de luz de las lámparas de xenón (flashes fotográficos) se pueden ver a grandes distancias. Con el circuito que damos aquí podrá producir pulsos intermitentes a partir de pilas o baterías en un sistema de señalización altamente eficiente. Se trata de un señalizador de gran utilidad para emergencias, aplicable en el campo, en la ruta o en barcos.

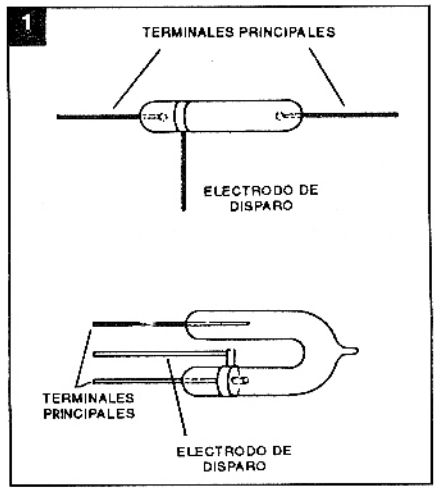
Por Newton C. Braga

Las lámparas de xenón que los lectores conocen de los flashes fotográficos, se caracterizan por su gran potencia luminosa, y por este motivo también se las usa en señalización. Son las lámparas que vemos guiñar en torres de transmisión que pueden ser chocadas por aeronaves, en autos de policía, bomberos, etc, en aviones y en barcos.

Sin embargo, por sus características, estas lámparas de xenón no funcionan cuando son conectadas directamente a baterías, pilas o incluso en la red de alimentación local. Para que estas lámparas puedan funcionar es necesario usar un circuito que tiene características especiales, e incluso así no se puede obtener su brillo en régimen continuo. Las lámparas de xenón sólo pueden funcionar "guiñando".

En la figura 1 tenemos algunos tipos de lámparas comunes que se pueden obtener en las tiendas de artículos electrónicos, pues se emplean no sólo en flashes fotográficos sino también en sistemas estroboscópicos de animación de bailes.

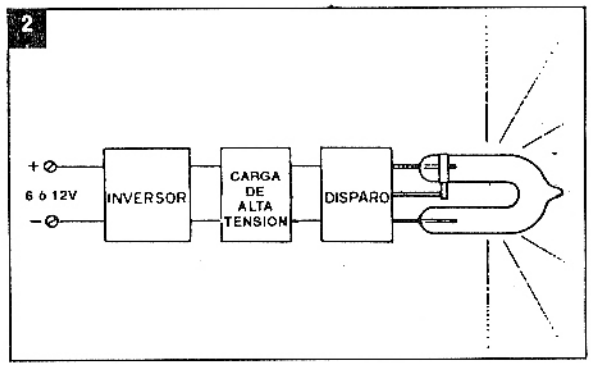
Es justamente a partir de una de estas lámparas que ofrecemos al lector un circuito importante de señalizador que le permitirá obtener pulsos intermitentes de gran intensidad para señalización, y esto a partir de una tensión de entrada de 6 ó 12V, lo que significa la posibilidad de utilizarlo en el auto o alimentado por pilas comunes.



Para los que acampan en una emergencia en la ruta,para los que tienen barcos o hacen trabajos en lugares aislados, un sistema de éstos puede ser de gran utilidad, pues los intensos pulsos de luz pueden ser vistos a grandes distancias.

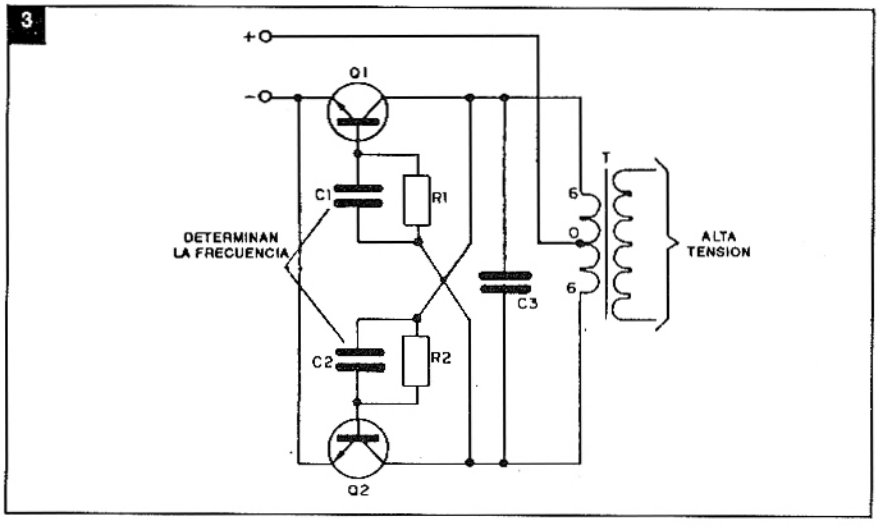
Utilizando componentes comunes, este señalizador es sencillo de montar y puede ser instalado en una caja, para que resulte totalmente portátil. La frecuencia de los guiños puede ser ajustada según la aplicación que se le quiera dar, y su consumo total de energía es relativamente pequeño.

Cómo funciona



Para que una lámpara de xenón produzca "flash" de gran intensidad precisamos de una tensión del orden de 400V con una corriente bastante intensa.

Por medios directos, como por ejemplo una pila o batería, no es posible obtener tal tensión con corriente intensa. El recurso usado consiste entonces en un circuito que eleva la tensión de la bate-



ría o pila hasta los 400V o más necesarios al disparo de la lámpara y carga un capacitor. La energía almacenada en el capacitor deteminará entonces la "potencia" del flash.

En la figura 2 tenemos entonces la estructura en bloques del circuito usado para obtener la alta tensión para la lámpara y cómo se hace su disparo en pulsos periódicos.

Comenzamos por analizar el primer bloque que denominamos "etapa inversora".

La finalidad de esta etapa es tomar la baja tensión de 6 ó 12V de pilas o batería y elevarla a través de un transformador. Como no se puede usar directamente corriente continua en un transformador, el recurso consiste en un oscilador en contrafase cuyo circuito aparece en la figura 3.

Este circuito oscila, produciendo entonces una corriente pulsante que aplicada al bobinado de baja tensión del transformador permite transferir una alta tensión para el secundario. Esta alta tensión, dependiendo de las características del circuito puede estar entre 400 y 800V.

La alta tensión obtenida en el transformador es entonces rectificada para poder ser elevada al segundo bloque que es el de almacenamiento de energía.

Este segundo bloque tiene por componentes básicos dos capacitores de 2,2µF que se cargan con tensión del transformador la cual se puede situar entre 400 y 600V.

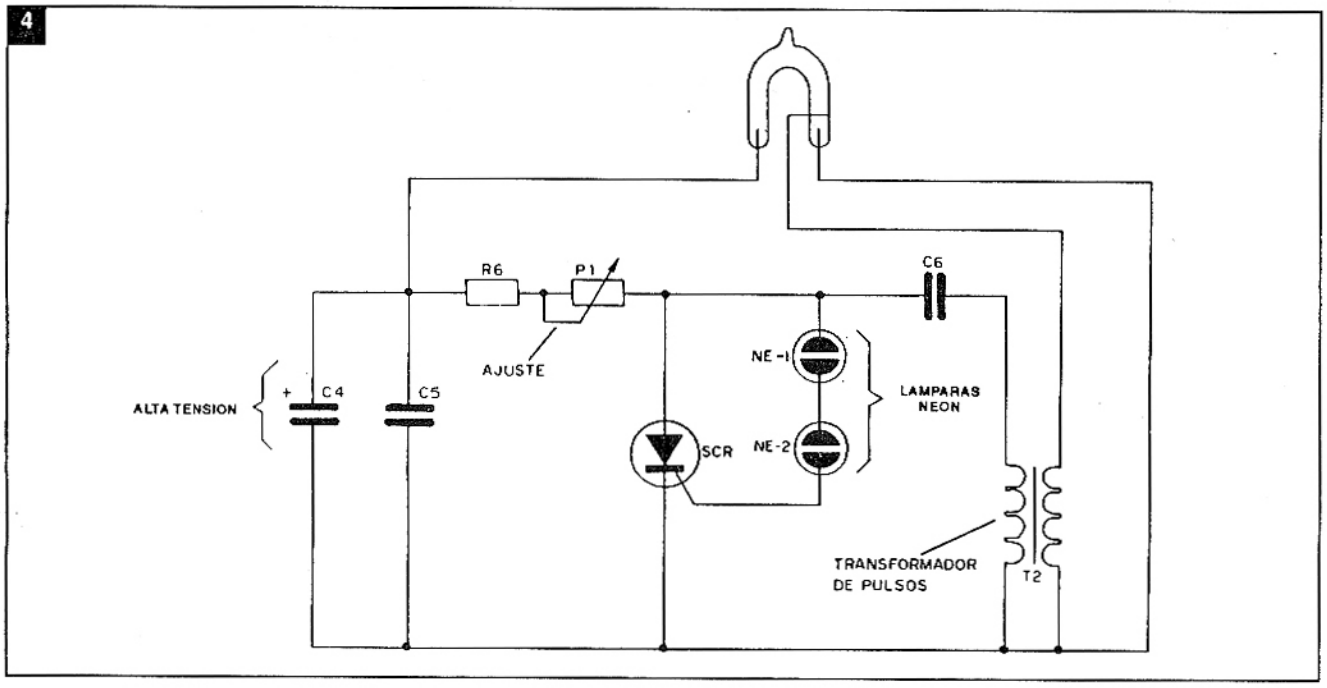
El circuito de disparo que está en el bloque siguiente tiene por componente básico un SCR, como muestra la figura 4.

En la compuerta del SCR se conectan dos lámparas neón, cada cual con una tensión de disparo del orden de 80V, lo que significa una tensión total de disparo del orden de 160V.

Pues bien, con la alta tensión obtenida después del transformador, el capacitor C6 (poliéster) se carga lentamente hasta ser alcanzado el valor indicado, del orden de 160V. En este momento el SCR se "conecta" porque las lámparas se ionizan conduciendo la corriente de disparo.

La corriente que conduce el SCR es entonces la de descarga del capacitor C6 que también circula por el bobinado primario de un transformador de pulsos.

Este transformador tiene una relación de espiras tal que, con la conducción del SCR se obtiene un pulso de alta tensión



5

VASO PLASTICO

10 cm

ø 1cm
(P1)

10 cm

SOLAMENTE EN CASO DE BATERIA EXTERNA

+ -

20 cm

que es llevado al electrodo de disparo de lámpara de xenón.

El pulso ioniza por una fracción de segundo el gas en el interior de la lámpara, lo bastante para que la misma presente una baja resistencia por una fracción de segundo, permitiendo la circulación de la corriente de descarga de los capacitores C4 y C5. Esta corriente de alta intensidad hace que la lámpara brille intensamente produciendo así el "flash" deseado.

Una vez descargados C4, C5 y C6, el SCR se desconecta, dando tiempo para que los capacitores C4 y C5 se carguen nuevamente y también C6.

La frecuencia con que se producen los pulsos depende del tiempo de carga de C6 a través del resistor R6 y del potenciómetro P1. Así, este potenciómetro P1 permite el ajuste del circuito para operar en una frecuencia en que se produzcan pulsos de gran intensidad con la carga total de los capacitores.

La corriente consumida por el aparato depende mucho de las características del transformador T1 y puede estar entre 200mA y 800mA. El ajuste del punto ideal de funcionamiento puede conseguirse con la adopción de valores experimentales para C1 y C2. C3 cumple la función de evitar que los pulsos de tensión producidos en el transformador no lleguen a los transistores.

Los componentes

Todos los componentes para este montaje se pueden conseguir con facilidad en las casas especializadas. Solamente uno de ellos, que es el transformador T2 debe ser montado por el lector, pero para eso se exigen materiales comunes.

Comenzamos por la caja que alojará al aparato, y evidentemente, la misma dependerá de la finalidad que se persiga. En la figura 5 tenemos una sugerencia de caja en que la alimentación se puede hacer por pilas grandes en su interior o externamente (batería).

Los componentes electrónicos deben tener las siguientes características:

Los transistores son de mediana potencia como los BD135 o sus equivalentes BD137, BD139 o incluso el TIP29 que posee terminales en posición diferente. Estos transistores deberán ser dotados de pequeños disipadores de calor.

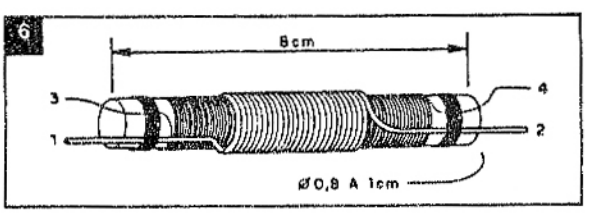
El SCR es el MCR106 o C106 para 400V. Se puede usar el IR106 o incluso el TIC106, pero con este último se debe conectar entre la compuerta y el cátodo un resistor cuyo valor estará entre 1k y 10k, lo cual determinará su punto ideal de disparo. Use un trimpot.

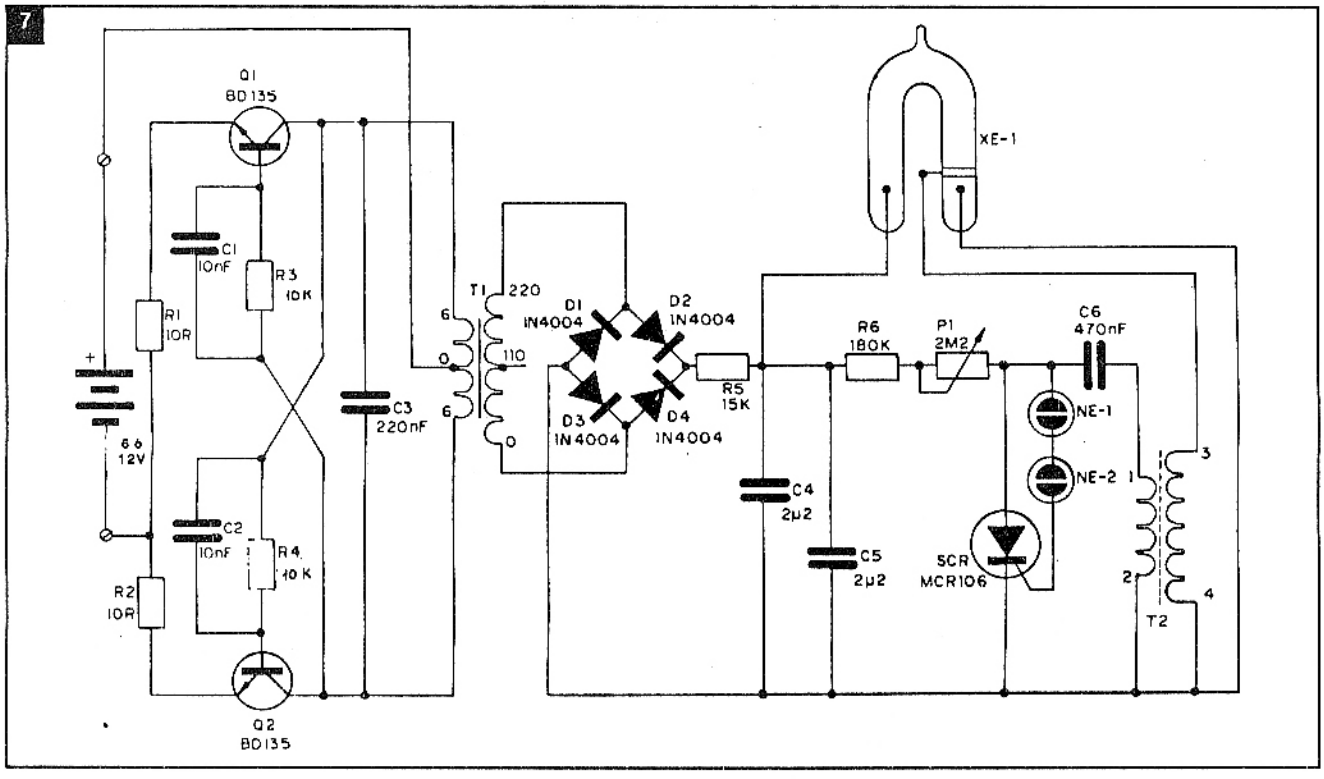
Los diodos rectificadores del puente son del tipo 1N4004 o equivalentes de mayor tensión como el 1N4005, 1N4007, BY126 o BY127.

Las lámparas neón son comunes, sin resistores limitadores y con terminales paralelos como la NE-2H.

T1 es un transformador de

6





alimentación que debe tener un bobinado primario para 220V. Su secundario puede ser de 6+6, 9+9 ó 12+12V con corriente entre 200 y 500mA.

T2 debe ser bobinado por el lector. En una barra de ferrite enrolle en primer lugar de 200 a 250 vueltas de alambre esmaltado 32 o más fino (0,2019 mm), como muestra la figura 6. Sobre este bobinado enrolle 20 ó 25 espiras de alambre 28 (0,3211 mm) o más grueso. Prenda los extremos de los alambres con cinta aisladora para que no se escapen y raspe sus puntos para soldarlos.

La lámpara de xenón puede ser del tipo largo o en herradura común para "flashes electrónicos". Existen tipos de costos relativamente bajos en las casas especializadas con potencias entre 0,1 y 0,5J.

Los capacitores C1, C2 y C3 pueden ser tanto cerámicos como de poliéster metalizado con cualquier tensión a partir de 25V. C1, C2 y C3 pueden ser alterados en sus valores para adaptarse al transformador si el lector notara bajo rendimiento en su lámpara señalizadora.

Los demás capacitores son de poliéster para tensiones de trabajo de por lo menos 450V. En el caso de C4 y C5, que deben completar una capacidad total del orden de 4,4 µF, se puede usar un electrolítico con 450V de tensión de trabajo, o bien 4 capacitores de 1 µF x 450V de poliéster conectados en paralelo.

Los resistores son todos de 1/8W con excepción de R1 y R2 que deben ser mayores con 1W de disipación. Estos resistores pueden ser reducidos a 4R7 o incluso 2R2 si el lector notara bajo rendimiento en el circuito y quisiera más potencia o mayor frecuencia de guiñadas.

Para P1 se debe usar un potenciómetro de 2M2 que incluso puede tener el interruptor general incluido, si se usa éste.

Como elementos adicionales para el montaje el lector precisa alambres, estaño, puente de terminales o placa de circuito impreso, etc.

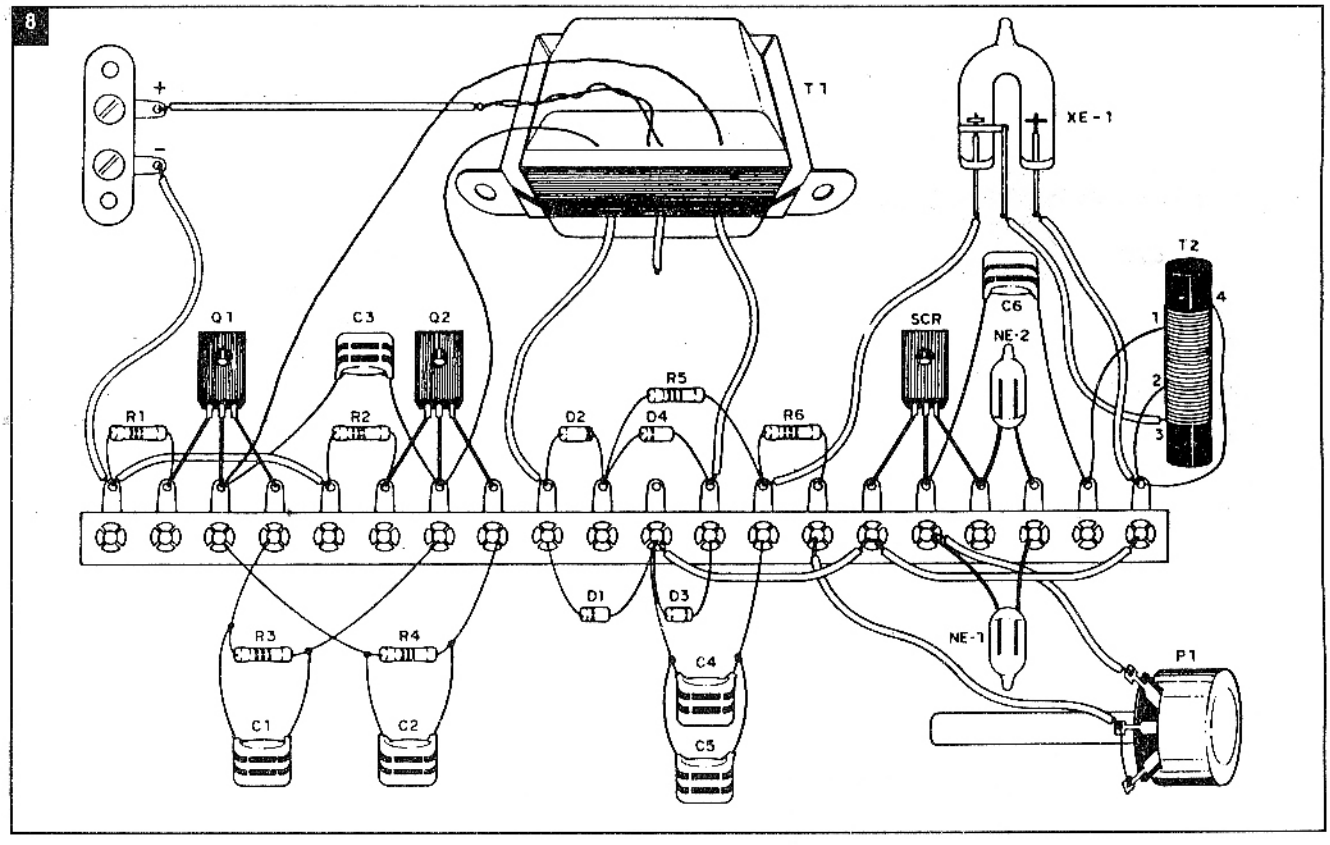
Montaje

El montaje es relativamente simple y no ofrecerá problemas a los lectores con cierta habilidad. Hay que tener cuidado sin embargo en el secundario del transformador donde aparecen tensiones bastante elevadas, principalmente en la lámpara, si los terminales quedan expuestos indebidamente pueden causar shocks desagradables y hasta peligrosos.

El circuito completo del flash señalizador aparece entonces en la figura 7, en el que el lector debe seguir en su montaje la disposición y conexión de los componentes. La versión en puente de terminales para los dotados de menos recursos aparece en la figura 8. En la figura 9 tenemos la placa de circuito impreso en tamaño natural. Para esta versión el lector debe disponer, de antemano, de todos los componentes que, según el fabricante, pueden tener pequeñas variaciones en las dimensiones, exigiendo modificaciones en la placa.

Se deben tener algunas precauciones en el montaje para que todo salga bien. Estos cuidados exigen una cierta secuencia de operaciones en el montaje, como indicamos a continuación:

a) Comience soldando los transistores, los cables tienen ciertas posiciones correctas para su colocación. Sea rápido al soldar estos componentes, ya que los mismos son sensibles al calor.



b) Suelde el SCR observando también que este componente tiene posición correcta para su colocación. No será preciso usar disipador de calor en este componente, pero su soldadura debe hacerse rápidamente para que el calor del soldador no lo dañe.

c) Suelde los diodos rectificadores D1 a D4 observando que los mismos tienen polaridad, la que está dada por la posición de sus anillos. No corte muy cerca del cuerpo de estos componentes sus terminales, para el montaje tanto en la placa como en el puente.Sea rápido para soldarlos.

d) Suelde las lámparas de neón. Las mismas no tienen polaridad determinada para la colocación, pero son bastante delicadas. Tenga cuidado al manipularlas.

e) Suelde todos los resistores. Vea que estos componentes no tienen polaridad, pero sí un valor determinado, que indican las franjas de colores (que aparecen en la lista de materiales). Sea rápido al soldarlos, pues estos materiales también son sensibles al calor.

f) Suelde los capacitores. Cuidado con los valores y con el calor del soldador.

g) Para soldar el transformador debe en primer lugar fijarlo en la caja o en la placa de circuito impreso según su versión.

Los alambres del bobinado de baja tensión que van a los transistores son los esmaltados gruesos. Los alambres de 0 y 220V que se usan en el secundario normalmente tienen los colores negro y rojo. El cable marrón de 110V no se conecta.

h) Después de soldar los alambres del transformador T2 fíjelo con la ayuda de abrazaderas o incluso un poco de pegamento. Raspe bien las puntas de sus alambres antes de soldarlos, pues por el contrario la soldadura no "pegará".

i) Los cables de conexión a la lámpara de xenón no deben ser muy largos y deben tener buena aislación. Use cables de capa plástica flexible de como máximo 30 cm de largo.

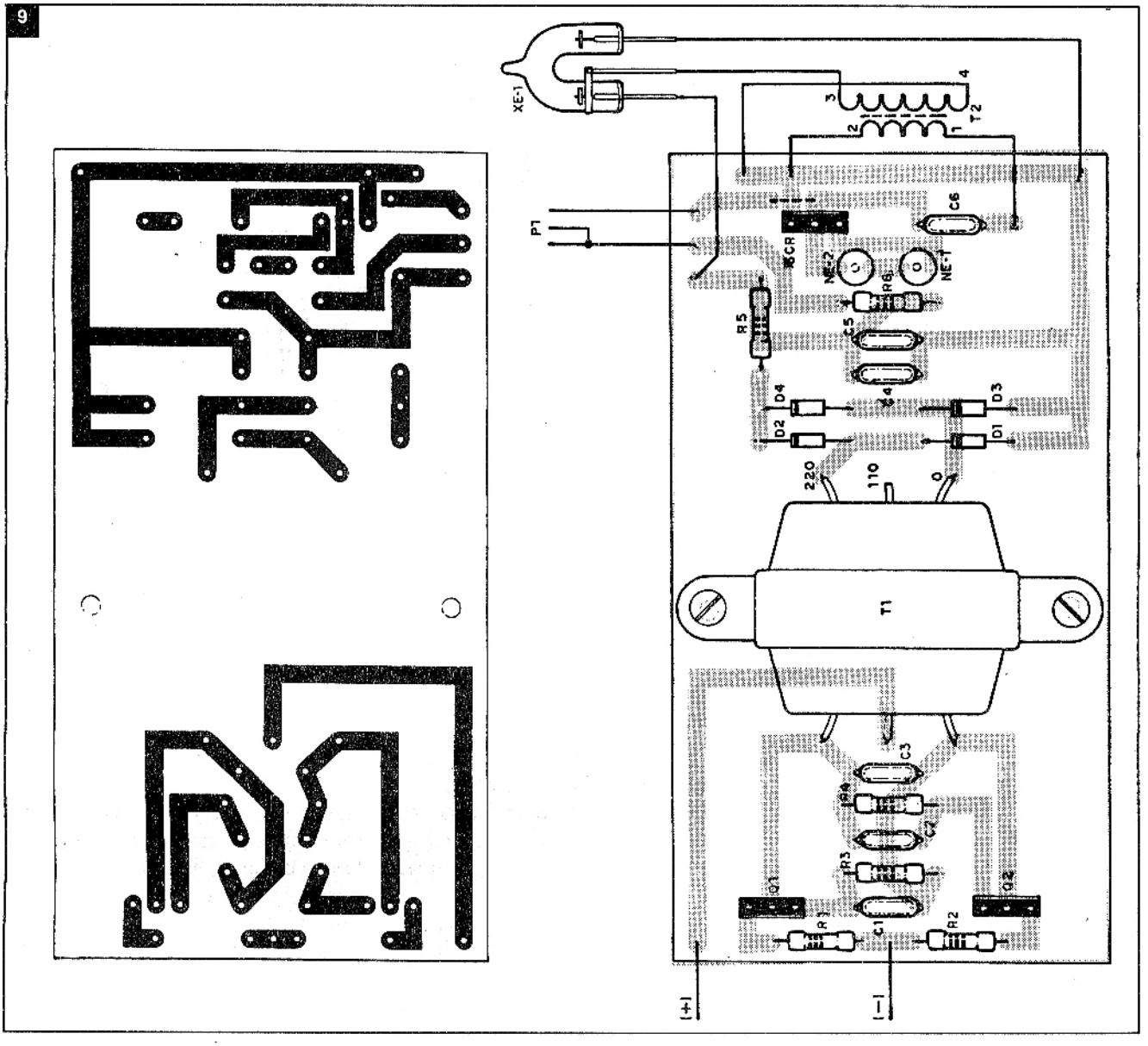
j) El potenciómetro es conectado al circuito con la ayuda de trozos de cables flexibles de cubierta plástica. Estos cables no deben ser muy largos.

k) Para la versión alimentada por 4 pilas grandes, complete el montaje con la conexión de su soporte. Si su conexión fuera a la batería, haga la conexión de los cables observando la polaridad: rojo-positivo y negro-negativo.

Terminado el montaje, revise todas las conexiones antes de hacer una prueba de funcionamiento.

Funcionamiento y uso

Revisado el montaje, haga la conexión a una fuente de alimentación. Para la versión de pilas, use 4 ó 6 pilas grandes (según su elección), y para la versión de batería haga la conexión en una batería de 6 ó 12 volt o bien en una fuente de alimentación que tenga por lo menos 1A de capacidad. Ajuste el potenciómetro P1 para obtener las guiñadas deseadas. Si oyera "chasquidos" en el transformador, pero no enciende la lámpara, verifique con un multímetro cuál es la tensión en los capacitores C4 y C5. La misma debe ser mayor



que 250V. Si fuera menor procure verificar los capacitores C1 y C2, alterando sus valores o incluso cambiando el transformador T1. Si no ocurre nada, verifique si el inversor está oscilando. El transformador T1 debe emitir un leve "silbido". Si esto no ocurre el problema puede estar en este transformador o incluso en los transistores Q1 y Q2. Si el transformador "silba" existe alta tensión en C4 y C5, pero no hay pulsos. En este caso usted debe verificar el SCR y también la soldadura del transformador T2. Si está todo el aparato en orden puede aplicarlo al tipo de señalización que haya elegido. ✪

LISTA DE MATELIALES

Q1, Q2 - BD135 o equivalentes - transistores de potencia
SCR - MCR106-4 o C106-B1 - diodo controlado de silicio
D1, D2, D3, D4 - 1N4004 o equivalentes - diodos de silicio
XE-1 - lámpara de xenón
NE-1, NE-2 - lámparas de neón NE-H2 o equivalentes
T1 - transformador de alimentación con primario de 220V y secundario de 6+6 ó 9+9V, con corriente entre 200 y 500mA.
T2 - transformador de pulsos - ver texto
R1, R2 - 10R x 1W - resistores (marrón, negro, negro)
R3, R4 - 10k x 1/8W - resistores (marrón, negro, naranja)
R5 - 15k x 1/8W - resistor (marrón, verde, naranja)
R6 - 180k x 1/8W - resistor (marrón, gris, amarillo)
P1 - 2M2 - potenciómetro
C1, C2 - 10nF - capacitor de poliéster o cerámico
C3 - 220nF - capacitor de poliéster o cerámico
C4, C5 - capacitor de poliéster de 2µ2 x 450V
C6 - 470nF x 450V - capacitor de poliéster

Varios: placa de circuito impreso o puente de terminales, caja para montaje, conectores para batería de 12V o batería de 6V (o soporte para pilas grandes), cables, soldadura, etc.

CONTADOR DIRECCIONAL DE PASAJE

Este circuito genera un pulso rectangular único con el pasaje en un solo sentido de un objeto o persona que interrumpe dos haces de luz. Lo importante es que el pasaje en sentido contrario no produce el pulso, lo que es muy interesante en un sistema unilateral. Con la base de este circuito se pueden proyectar contadores digitales o excitar directamente contadores mecánicos.

Por Newton C. Braga

Productos en una banda o personas que pasan por un lugar pueden ser contados electrónicamente con la ayuda de un circuito como el que describimos. A cada interrupción de los dos haces de luz, que debe ocurrir en un determinado sentido, se generan pulsos únicos que pueden disparar un contador tanto digital electrónico como electromecánico.

El circuito utiliza comosensores LDRs comunes, lo que le garantiza una excelente sensibilidad. De esta forma pequeñas lámparas de 5 watt o menos pueden servir para la formación del haz o incluso, dependiendo del modo en que se instale, la luz ambiente.

El circuito de entrada es dotado de dos ajustes que actúan en una amplia banda de luminosidades y además puede ser alimentado con tensiones en la banda de 5 a 12 volt lo que lo vuelve compatible con tecnologías tanto TTL como CMOS.

El integrado 4093 usado como base de este proyecto es bastante común y tiene un costo bastante bajo.

Cómo funciona

Dos de las cuatro puertas disparadoras NAND de un integrado 4093 forman un flipflop de tipo Set-Reset.

En las entradas Set y Reset se conectan circuitos divisores de tensión en que, en un ramal tenemos fotorresistores (LDRs) y en el otro tenemos dispositivos de polarización y ajuste, formados por resistores y trimpots.

Con los dos LDRs iluminados, los niveles en las entradas del flipflop son mantenidos altos, pero la actuación sobre la llave de reset hace que un nivel momentáneamente bajo en la entrada 1 lleve la salida 3 al nivel bajo y así se mantenga por efecto de realimentación del circuito.

Con el pasaje de un objeto que interrumpa momentáneamente la luz sobre el LDR1, eso equivale a llevar la entrada 6 momentáneamente al nivel bajo, lo que conmuta el flipflop con la mudanza de estado de su salida. Cuando el objeto corta el haz que ilumina el LDR2, el circuito es reseteado.

La tercera puerta CI1c del integrado es usada como buffer, aislando la salida del flipflop de la carga excitada, pero al mismo tiempo invierte los niveles de la señal. Para una nueva inversión podemos usar la cuarta puerta (CI1d).

Los trimpots P1 y P2 sirven para ajustar los puntos exactos en que ocurre el disparo del flipflop, en función de la iluminación de los LDRs.

Para una acción perfecta, los LDRs deben ser montados en tubos opacos con lentes convergentes, de modo que reciban la luz solamente de la fuente correspondiente.

El ancho del pulso producido, que es importante en determinadas aplicaciones, depende de la velocidad con que el objeto pasa delante de los dos LDRs y de su separación. Esto debe ser estudiado según cada aplicación que se tenga en mente.

Montaje

Lo que tenemos es un circuito básico que debe ser parte de un proyecto más elaborado que incluye las etapas contadoras. En la figura 1 tenemos el diagrama completo del sistema.

C1 es cerámico y los resistores son de 1/8W. Los trimpots son comunes y los LDRs redondos comunes. Los cables de conexión a los LDRs, no deben tener más de 5 metros de largo de modo de evitar la producción de repiques o captación de zumbidos que lleven a los disparadores a un funcionamiento errático.

Las lámparas pueden ser de baja tensión o incluso alimentadas por la red local, en función de la intensidad de luz necesaria a la aplicación.

La llave de reset es un interruptor de presión común.

Prueba y uso

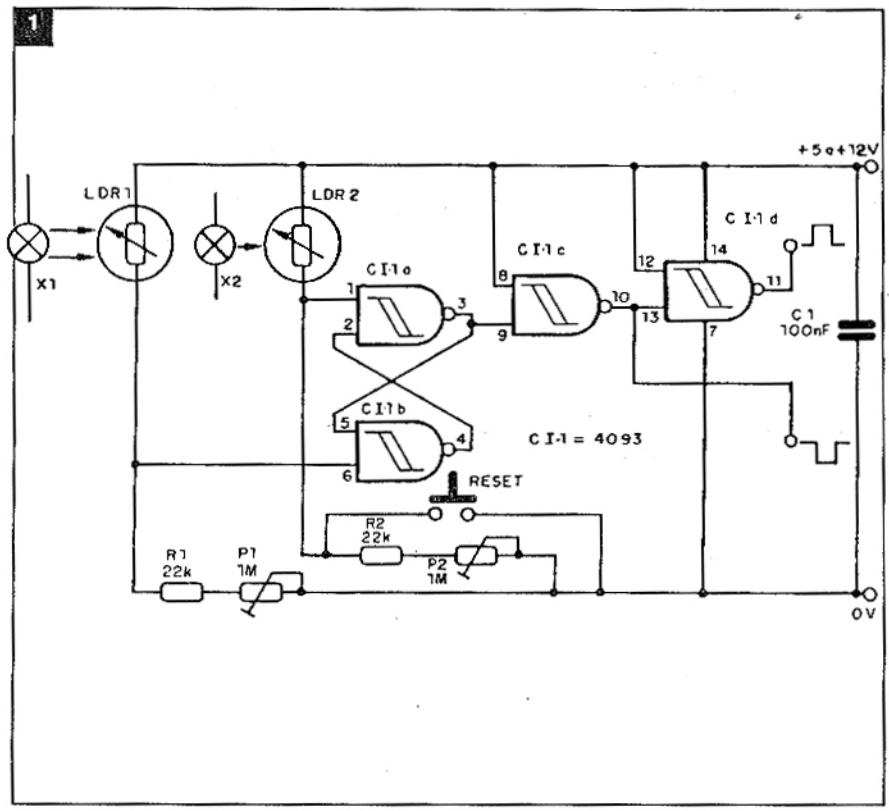
Para una prueba de taller se puede conectar un led en serie con un resistor de 1kΩ en una de las salidas.

Basta entonces ajustar los trimpots para que en el pasaje de sombra (en el orden indicado en las explicaciones) ocurra la conmutación del flipflop dos veces, con el set y el reset accionados.

Comprobado el funcionamiento basta hacer la instalación o implementación del proyecto completo del contador. ✪

LISTA DE MATERIALES

CI-1 - 4093 - circuito integrado CMOS
LDR1, LDR2 - LDRs comunes
P1, P2 - 1MΩ - trimpots
R1, R2 - 22KΩ x 1/8W - resistores (rojo, rojo, naranja)
C1 - 100nF - capacitor cerámico
Varios: placa de circuito impreso, zócalo para el integrado, cables, soldadura, etc.



AMPLIFICADOR ECUALIZADOR INTEGRADO DE 20W

Presentamos en este artículo un amplificador de excelente desempeño, de 20W de potencia y que incluye un ecualizador de 5 canales. La alimentación de 12V y la posibilidad de un montaje compacto lo hacen ideal para su uso en automóviles. Para una versión estéreo basta montar dos unidades.

Por Evandro L. Duarte Madeira

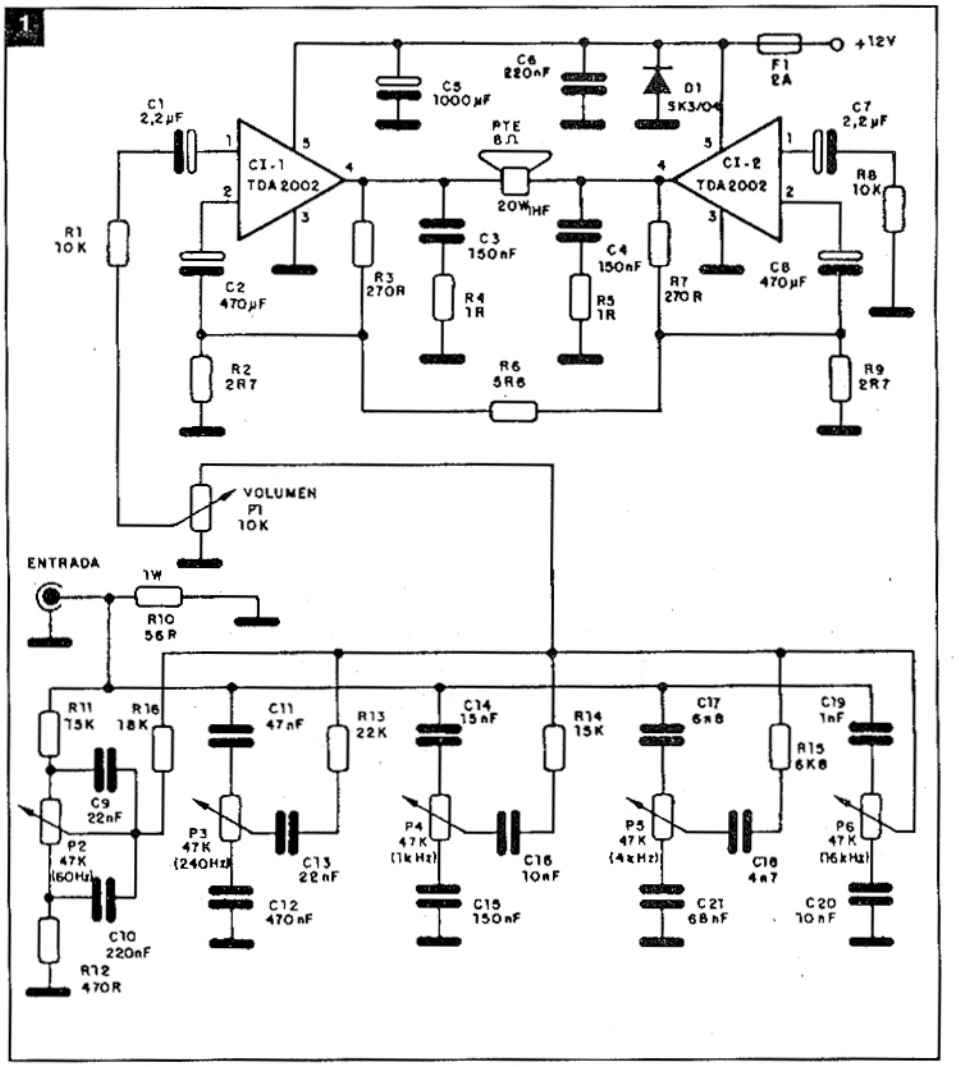
Para los que se complacen montando circuitos de audio, tenemos aquí la posibilidad de tener un sonido potente y al mismo tiempo económico para su automóvil. Recordamos que la potencia citada para este amplificador es de 20W IHF por canal lo que está bien cercano a muchos aparatos comerciales, que no siempre anuncian potencias reales y no poseen la misma calidad o recursos de ecualización.

El circuito

El amplificador de potencia está, en realidad, constituido por dos amplificadores en puente, siendo cada amplificador, a su vez, constituido básicamente por un circuito integrado TDA2002, tres capacitores y cuatro resistores.

Para que los dos amplificadores presenten en sus salidas señales desfasadas entre sí (y atiendan, así, la principal exigencia del sistema en puente) se hace necesario que uno de ellos trabaje como amplificador inversor.

Tratándose de amplificadores que utilizan circuitos integrados como elementos activos, esto se



hace muy fácil de conseguir, pues los mismos poseen siempre una entrada inversora (aquella en que, generalmente, aplicamos las señales provenientes de una red RC de realimentación negativa) además de, naturalmente, poseer una entrada no inversora. Y, en el caso del circuito integrado TDA2002, también podemos contar con este recurso.

El resistor de 5,6 ohm(R6) que lleva parte de la señal presente en la salida de CI-1 a la entrada inversora de CI-2, tiene exactamente la función de lograr que surja, en el pin 4 de este último integrado, una señal que es inversión exacta de la presentada por el primer integrado en su respectivo pin 4.

Ahora que tenemos la certeza que las señales presentadas por las salidas de CI-1 y CI-2 están perfectamente desfasadas entre sí, podemos prever que ambos circuitos integrados excitarán la carga de manera complementaria y, entonces, sus potencias de salida serán realmente sumadas.

Este amplificador en puente puede producir una potencia de hasta 12W IHF sobre una carga de 16 ohm, o una potencia de hasta 20W IHF sobre una carga de 8 ohm; optando por una impedancia de 8 ohm para la carga, podemos contar con una salida de mayor potencia. Como el disipador de calor usado para los TDA2002 en este montaje posee una superficie de disipación suficiente para evitar el calentamiento indebido de los mismos, podemos también tener la seguridad de que el hecho de estarlos usando para obtener una potencia bien cercana a la máxima especificada no representa ningún riesgo de dañar estos circuitos integrados. En el prototipo, la estabilidad térmica de los integrados fue excelente.

La sensibilidad del TDA2002 es muy buena. Es necesaria una señal de amplitud igual a 125mV en la entrada del circuito integrado (pin 1) para que obtengamos en su salida la máxima potencia. Siendo así, se vuelve necesario reducir esta sensibilidad, cuando necesitemos amplificar las señales de audio de una radio de auto o de un pasacintas. Fue exactamente por esa razón que se optó por un tipo de ecualización que usara controles de tonalidad pasivos; generalmente los controles de tonalidad pasivos son despreciados por el hecho de que siempre atenúan la señal, aunque su desempeño sea tan bueno como el de tipo activo. Pero, en este caso, la atenuación que introduce el ecualizador pasivo en la señal es una ventaja, pues, con esto, estaremos llenado dos requisitos con un sólo ítem.

Montaje

El circuito completo del amplificador ecualizador aparece en la figura 1.

Todos los resistores son de 1/4W de disipación, salvo especificación contraria. Todos los capacitores son de poliéster metalizado, con excepción de C1, C2, C5, C7 y C8, que son electrolíticos; estos últimos deberán tener tensión de trabajo igual o superior a 16V, para garantizar una buena durabilidad de los mismos.

En la versión estéreo de este amplificador (la más utilizada actualmente), los potenciómetros lineales de 47k, que forman parte de los controles de tonalidad, podrán ser dobles (controlando, cada uno, su respectiva banda en su respectivo canal solamente), pudiendo también el montador decidir si los mismos serán rotativos o deslizantes. Dado que estas dos características de los potenciómetros no alterarán en nada el desempeño del ecualizador, electrónicamente hablando, queda entonces totalmente en las manos del montador la libertad de decidir sobre ellas.

El diseño de la placa de circuito impreso puede verse en la figura 2.

Es importante observar (y respetar) que los terminales de salida del amplificador en puente son siempre aislados de tierra por el hecho de que esta salida es lo que podemos llamar salida "balanceada".

Atención: por lo tanto, si por algún descuido dejáramos que uno de los terminales de salida entrara en cortocircuito con la alimentación (cualquiera de los terminales de ésta) estaremos corriendo un serio riesgo de dañar irremediablemente uno de los circuitos integrados.

La entrada de audio, como podemos observar en la ilustración de la placa de circuito impreso con los detalles de las conexiones externas, está formada solamente por un cable; eso ocurre porque la terminal tierra de la entrada sería la misma tierra de la alimentación, y no habría, por lo tanto, necesidad de usar dos cables para el mismo propósito.

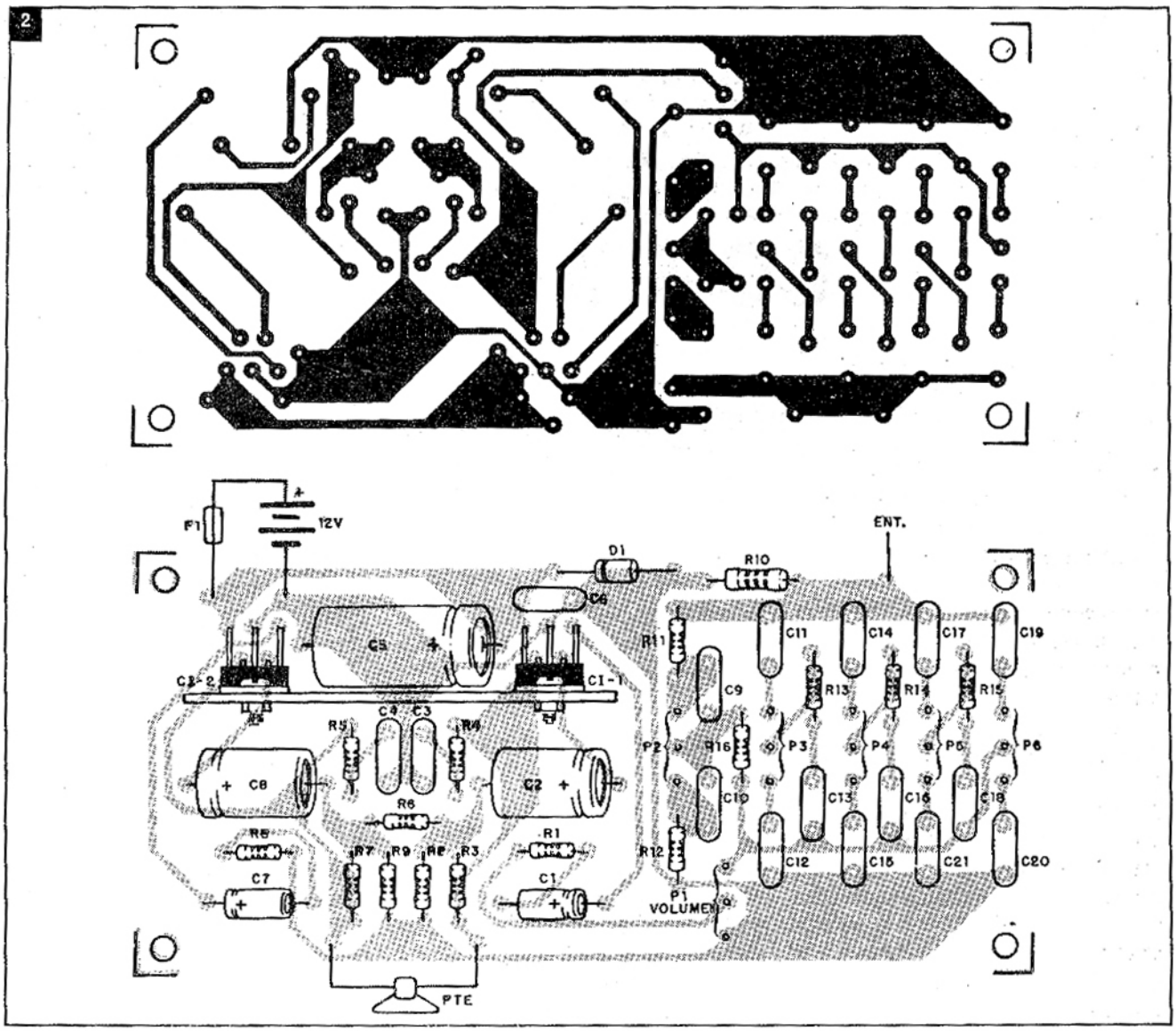
Prueba y uso

Después de tener todo montado y soldado y, principalmente, todo revisado, conecte la salida de la radio o pasacintas de su auto a la entrada del amplificador-ecualizador; conecte las salidas de éste (de cada uno de los dos canales, en la versión estéreo) a los parlantes: conecte los cables de alimentación a los respectivos puntos (positivo y negativo), que también alimentan la radio o pasacintas; oiga el sonido y luego ajuste los graves, medianos y agudos a su gusto.

Después, si no obtiene un sonido de buena calidad (o por lo menos un sonido de mejor calidad que el que obtenemos cuando conectamos la radio o pasacintas directamente a los parlantes) probablemente hay algo equivocado en el montaje, las conexiones, o las soldaduras, o incluso en la confección de la placa de circuito impreso.

Generalmente los amplificadores ecualizadores, principalmente los de fabricación comercial, poseen una llave conecta/desconecta que, cuando se la coloca en la posición de desconectar, además de desconectar la alimentación del circuito, conecta los parlantes directamente a la fuente de audio (o sea, la radio o pasacintas que estaba conectado a la entrada del circuito) para que pueda tener dos opciones en el modo de oír el sonido.

Pero como este circuito fue montado con la finalidad específica de suplir la falta de recursos de la mayoría de las radios y pasacintas de mediana calidad (principalmente en lo que se refiere a los más antiguos) no se previó la necesidad de incluir tal llave. Sin embargo, nada impide que use tal sistema en la conmutación de parlantes, si lo juzga necesario. ✪



LISTA DE MATERIALES

CI-1, CI-2 - TDA2002 - circuito integrado amplificador
D1 - SK3/04 - diodo de silicio
P1 - 10k - potenciómetro log
P2 a P6 - 47k - potenciómetros lineales
R1, R8 - 10k - resistores (marrón, negro, naranja)
R2, R9 - 2,7 ohm - resistores (rojo, violeta, dorado)
R3, R7 - 270 ohm - resistores (rojo, violeta, marrón)
R4, R5 - 1 ohm - resistores (marrón, negro, dorado)
R6 - 5,6 ohm - resistor (verde, azul, dorado)
R10 - 56 ohm x 1W - resistor (verde, azul, negro)
R11, R14 - 15k - resistores (marrón, verde, naranja)
R12 - 470 ohm - resistor (amarillo, violeta, marrón)
R13 - 22k - resistor (rojo, rojo, naranja)
R15 - 6k8 - resistor (azul, gris, rojo)
R16 - 18k - resistor (marrón, gris, naranja)
C1, C7 - 2,2µF - capacitores electrolíticos
C2, C8 - 470µF - capacitores electrolíticos
C3, C4, C15 - 150nF - capacitores cerámico o de poliéster
C5 - 1000µF - capacitor electrolítico
C6, C10 - 220nF - capacitores cerámicos o de poliéster
C9, C13 - 22nF - capacitores cerámicos o de poliéster
C11 - 47nF - capacitor cerámico o de poliéster
C12 - 470nF - capacitor cerámico o de poliéster
C14 - 15nF - capacitor cerámico o de poliéster
C16, C20 - 10nF - capacitores cerámicos o de poliéster
C17 - 6n8 - capacitor cerámico o de poliéster
C18 - 4n7 - capacitor cerámico o de poliéster
C19 - 1nF - capacitor cerámico o de poliéster
C20 - 10nF - capacitor cerámico o de poliester
C21-68nF - capacitor cerámico o de poliéster

Varios: placa de circuito impreso, disipadores de calor para los integrados, perillas para los potenciómetros, cables, parlantes, soldadura, etc.

DISPOSITIVOS LSI EN TECNOLOGIA I²L LINEAL COMPATIBLE

Por Dr. H. Clauss, K. D. Nutz, Heilbronn

1. Introducción

El advenimiento de la lógica de inyección integrada (I²L) en 1972 (1,2) despertó gran excitación. Muchos expertos esperaban que trajera beneficios sustanciales en los circuitos digitales y algunos hasta conjeturaron que la tecnología MOS sería desplazada por la tecnología I²L.

Estas predicciones eufóricas tuvieron que ser reemplazadas por consideraciones más desapasionadas, en particular debido a los considerables progresos que se lograron en tecnología MOS en los últimos años. Se puso en claro que cada una de estas tecnologías traería ventajas específicas dependiendo del campo particular de aplicación. En las siguientes páginas, se describirán brevemente las importantes propiedades de la tecnología I²L y se ilustrarán unas pocas aplicaciones mediante ejemplos elegidos.

2. Características de la tecnología I²L

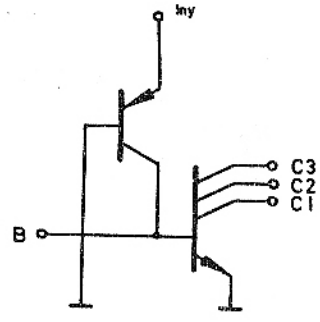
2.1 Densidad de encapsulado:

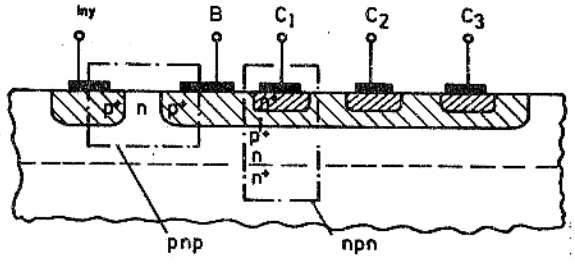
El inversor I²L - la célula básica de circuitos lógicos - consiste en un transistor multicolector NPN como conmutador y un transistor PNP como fuente de corriente de trabajo (Fig. 1ª).

Es posible combinar zonas de transistor con el mismo tipo y el mismo potencial para fabricar los inversores sin ninguna difusión aislante entre los componentes, para que puedan ser integrados monolíticamente usando sólo una superficie de chip relativamente pequeña (Figura 1b). La densidad de encapsulado neta de puertas I²L (Fan out = 3) - ignorando las líneas interconectoras en un circuito - es actualmente 250-350 puertas/mm² y será aumentada a aproximadamente 550 puertas/mm² en un futuro cercano.

La tabla 1 compara los requisitos de espacio de un Flip-flop tipo I²L-D con set y reset con la de circuitos correspondientes en tecnología NMOS y CMOS.

1





a) Circuito lógico básico. *b) Area en secciones (simplificada).*

Circuito lógico básico y área en secciones de un inversor I²L.

Tabla 1:

Comparación de los requisitos de espacio de tecnología diferentes con el mismo tamaño mínimo de estructura:
Circuito: flipflop estático tipo D con set y reset

Tecnología	I^2L	NMOS	CMOS
Area de superficie (mm^2)	0.019	0.03	0.057
Area relativa	1	1.5	3.0

Está claro que la densidad de montaje de la tecnología I^2L tiene una ventaja definida sobre la tecnología CMOS.

2.2 Consumo de energía

También son notables los bajos requerimientos de energía de la lógica I^2L. La Figura 2 muestra la relación entre mínimo tiempo de retardo y la corriente de inyección en una puerta I^2L. Claramente, los cirucitos I^2L pueden ser operados con corrientes de inyección de amplia variación dependiendo de la velocidad de conmutación requerida. La corriente de inyección está definida por el diseño del circuito e incluso durante la operación, puede ser variada en una amplia gama. El producto velocidad-energía es muy pequeño (0,25pJ para una corriente de inyección de 100nA) debido a la pequeña capacitancia de conmutación y los voltajes de operación muy bajos (ver abajo) de modo que son posibles circuitos digitales con muy bajo consumo de corriente.Aquí, sin embargo, debe hacerse notar que el consumo de corriente de los circuitos CMOS debido a su extremadamente bajo consumo de corriente estática brinda ventajas para ciertas aplicaciones, particularmente donde secciones del circuito lógico son cuasiestáticas, o sea, tienen sólo unas pocas operaciones de conmutación.

2.3 Tensión de alimentación

El voltaje de operación necesario de los circuitos I^2L representa la caída de voltaje directo de un diodo y es por lo tanto también muy bajo. El voltaje de inyección de una puerta I^2L dependiendo de la corriente de inyección deseada, está comprendida en el rango entre 0,5 y 0,75V (ver figura 2).

A este valor hay que añadir un bajo voltaje del orden de los 100mV, necesario para la estabilización de la corriente de inyección. Mediante el diseño apropiado de la corriente de alimentación en el chip, se pueden operar los circuitos I^2L con voltajes más altos y dentro de una amplia gama de valores.

2.4 Combinación de lógica I^2L con circuitos bipolares standard

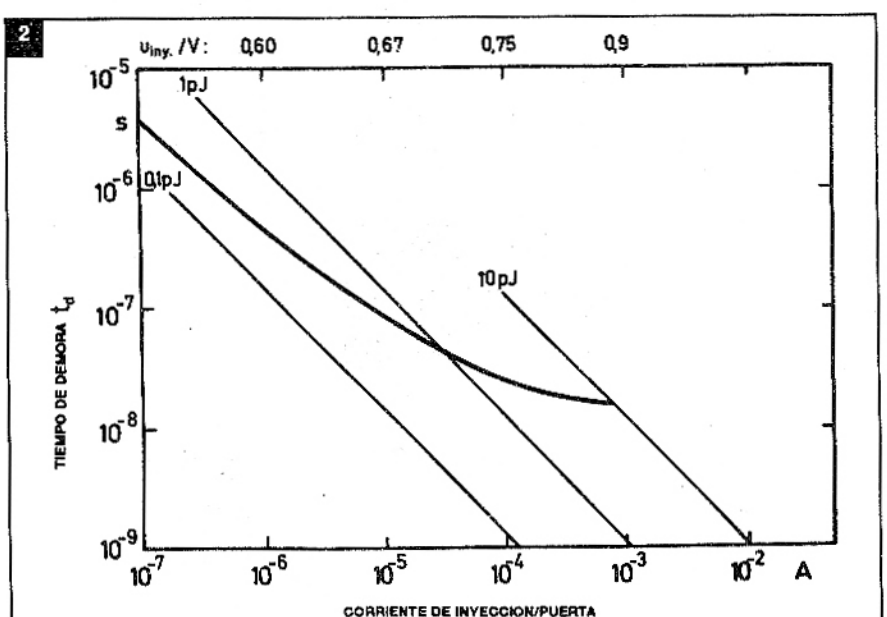
La posibilidad de integrar puertas I^2L y circuitos bipolares standard en un chip hace posible realizar sistemas más económicos. La figura 3 muestra esquemáticamente una sección transversal de este tipo de oblea y la correspondiente secuencia de procesado.

Como ejemplo, además de la lógica I^2L, se pueden realizar etapas de entrada rápida, circuitos de control y etapas exitadoras para corriente elevadas (hasta 2A) o voltajes elevados (hasta 30V). De este modo se pueden omitir circuitos periféricos brindando todavía mayor ahorro de espacio. En el siguiente texto, se describirán algunos componentes electrónicos Telefunken como ejemplos ilustrativos de las posibilidades de la tecnología I^2L.

3. Circuito exitador para displays de leds

La figura 4 muestra un ejemplo de lógica de bajo consumo con etapas exitadoras de muy baja resistencia. Este es un componente I^2L que exita un display de LED de 7 segmentos y cinco dígitos en operación múltiplex. Se pueden leer en forma seriada hasta 20 dígitos a este componente y almacenarlos; luego se pueden indicar éstos secuencialmente en 4 bloques. La lógica consiste en aproximadamente 830 puertas y se opera con 100nA/puerta.

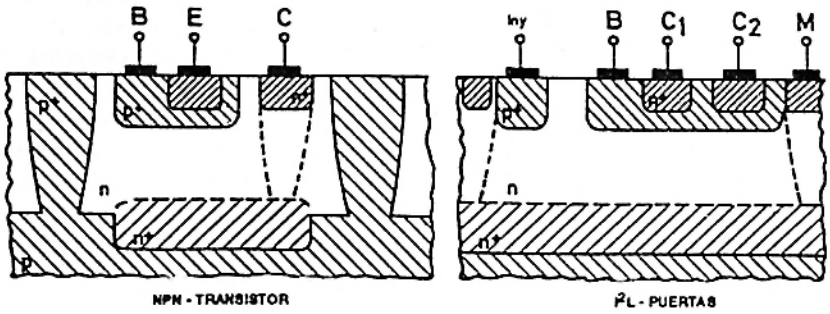
Para exitar los displays de LED, se utilizan exitadores de 8 segmentos (transis-



La dependencia del tiempo de demora de la puerta promedio t_d de la corriente de inyector.

Atención: Esta curva fue medida en un oscilador en anillo de 5 etapas. Las líneas rectas muestran los productos velocidad-energía especificados. La escala en la parte superior de la figura muestra los voltajes de inyector U_{iny} correspondientes a la corriente de inyector.

3



Secuencia de proceso

1. *capa enterrada*
2. *epitaxial*
3. *separación*
4. *base*
5. *anillos n+ profundos*
6. *emisor y colector*
7. *ventana de contacto*
8. *interconexiones*
9. *ventanas de relleno*

Sección transversal simplificada de una oblea ("wafer") con transistores bipolares standard NPN y puertas I²L y la correspondiente secuencia de procesado (la capa de óxido sobre la superficie de la oblea ha sido omitida y las conexiones de aluminio a las zonas del semiconductor han sido mostradas esquemáticamente).

tores PNP) cada uno entrega 8mA y exitadores de 5 dígitos (transistores NPN) cada uno entrega 60nA con una máx. caída de voltaje de 60mV los cuales también están integrados en este componente.

Debido a que el circuito de control de display tiene que operar con un mínimo de 2V y los LEDs mismos requieren 1,6V de voltaje de operación sólo quedan disponibles 0,4v para los transistores exitadores (driver NPN y PNP) y la regulación de la corriente de LED. Los transistores son diseñados para tener resistencias apropiadamente bajas.

4. Convertidor universal serie paralelo

Además de etapas de corriente elevada, también se pueden realizar etapas de salida para voltajes de salidas más elevados junto con lógica I²L. La figura 5 muestra el circuito de un registro de desplazamiento de 32 Bit que tiene etapas de salida que pueden trabajar con voltajes de 4 a 30V para exitar displays LCD.

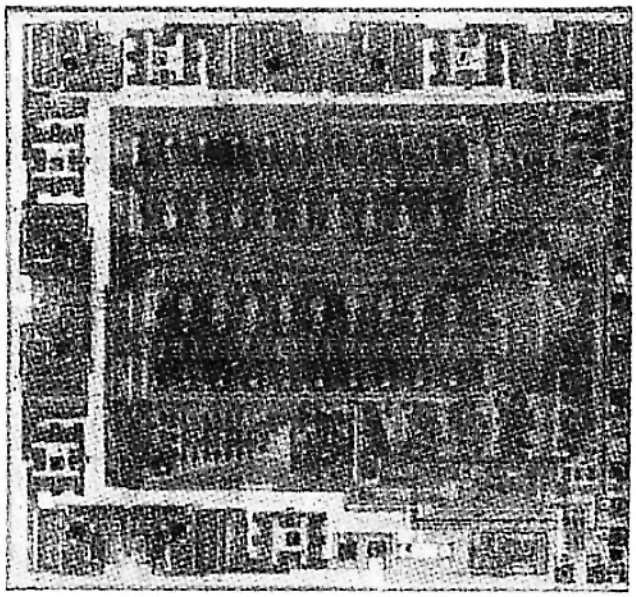
Los voltajes de salida más elevados necesitan tecnología más complicada pero son ciertamente posibles. Las actuales actividades apuntan a aumentar el voltaje disponible hasta 60V.

5. Control de motores servo

El tercer ejemplo (Figura 6) muestra un componente que combina lógica I²L de 200 puertas, control bipolar y circuitos de protección con etapas excitadoras de alta corriente. Este es usado para controlar 2 servo-motores. Los servo-motores son excitados por 2 circuitos en puente que son diseñados para corriente de pico de 1A y 2A.

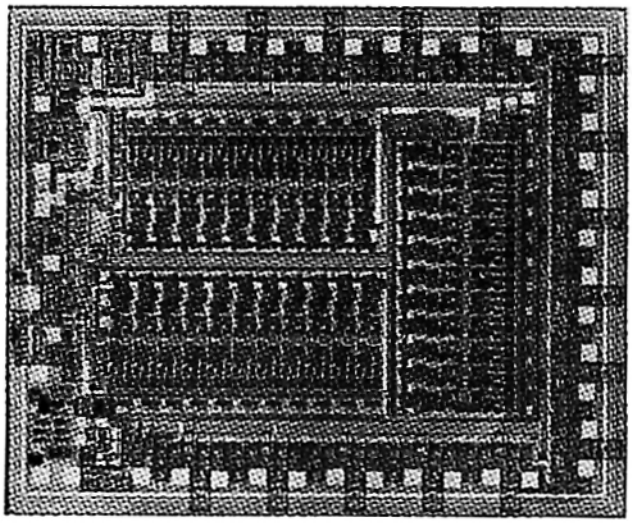
El voltaje de alimentación puede variar entre 5,5V y 16V. La lógica de evaluación almacena los comandos de las teclas de entrada, procesa las combinaciones de teclas y la información de la posición di-

4



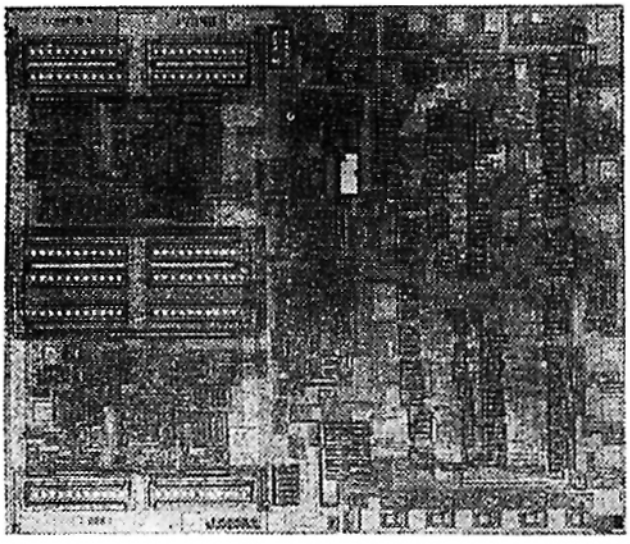
Componente driver para un display LED de 7 segmentos y 5 dígitos.

5



Convertidor universal serial/paralelo.

6



Circuito de control para los dos servo motores.

gital de los motores servo, y deduce las señales de control para las etapas excitadoras de salida.

El estado actual es indicado por LED Integrados excitados por corrientes constantes. Las etapas de salida, las cuales excitan directamente a los motores servo, son protegidas completamente contra sobrecarga térmica y eléctrica (temperatura, corriente, voltaje) por circuitos de protección bipolares. Este componente reemplaza un microprocesador y su extensa circuitería periférica y es por lo tanto un ejemplo ideal para los sistemas que utilizan como solución un chip de mínimo costo.

6. Conjunto de puertas

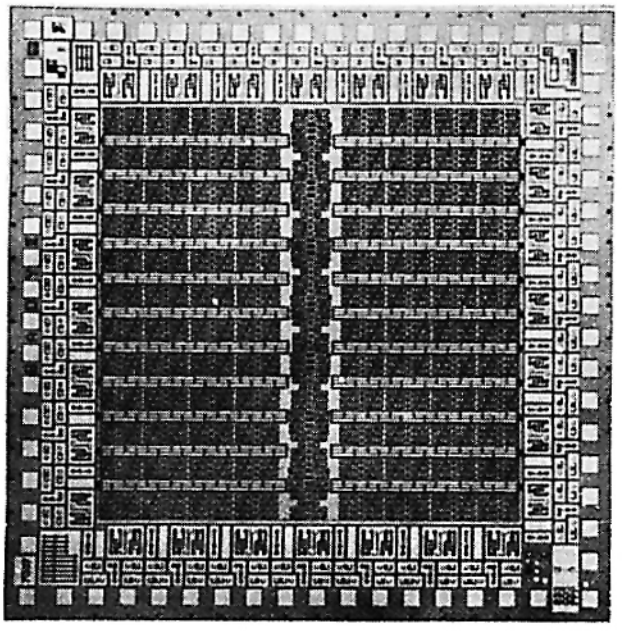
La tecnología I²L también permite la fabricación económica de puertas de arranque (gate arrays). La figura 7 muestra el circuito de puertas de arranque BADY II desarrollado en nuestra compañía, que puede ser interconectado de acuerdo a los requisitos de los clientes dando una solución en corto tiempo para circuitos a pedido incluso para volúmenes relativamente bajos de componentes. Este dispositivo contiene 700 puertas en la sección digital, 28 etapas entrada/salida y 68 posiciones posibles de combinación. Sólo se necesitan 2 máscaras para las interconexiones, una para abrir las ventanas de control y una que define las líneas de interconexión. La disposición completa de los componentes (lay-out) se guarda en una computadora con una muestra gráfica de modo que las máscaras necesarias puedan diseñarse rápidamente. Frecuentemente se utilizan grupos de circuitos básicos (Flip-Flop, registros de desplazamientos, etc.), los cuales pueden ser llamados directamente de la computadora.

Además, antes de fabricar las máscaras, la lógica es verificada por programa computado. Un programa de regeneración de circuitos automático está en preparación para que el circuito pueda ser derivado del "lay-out", dando un mayor control del "lay-out". De este modo la posibilidad de una falla se reduce a un mínimo y los costos de desarrollo pueden ser mantenidos considerablemente más bajos que los de un circuito totalmente diseñado para el cliente.

7. Resumen

Se ha demostrado que usando tecnología lineal compatible con I²L, junto con etapas análogas bipolares o excitadoras incluso para corrientes y voltajes elevados, son posibles grandes circuitos digitales con una elevada densidad en encapsulado y bajo consumo de energía. Por lo tanto es particularmente adecuada para "soluciones de un chip" que debido a sus bajos requerimientos de espacio ofrecen ventajas considerables sobre otras tecnologías y abren la posibilidad de encarar caminos nuevos y anteriormente inadmisibles, en la concepción y diseño de circuitos.

7



Conjunto de puertas I²L

Además, esta tecnología, debido a la posibilidad descripta de combinar dispositivos lógicos con bipolares, está configurada idealmente para componentes de interface inteligentes entre sistemas de computadora y sensores o accionadores.

8. Bibliografía

[1] Berger, H.H. Wiedmann, S. K. Merged-Transistor Logic (MTL)-A Low Cost Bipolar Logic Concept IEEE J. Solid State Circuits SC-7 (1972) S. 340...346

[2] Hart, K. Slob, A. Integrated Injection Logic: A New Approach to SLI IEEE J. Solid State Circuits SC-7 (1972) S. 346...351

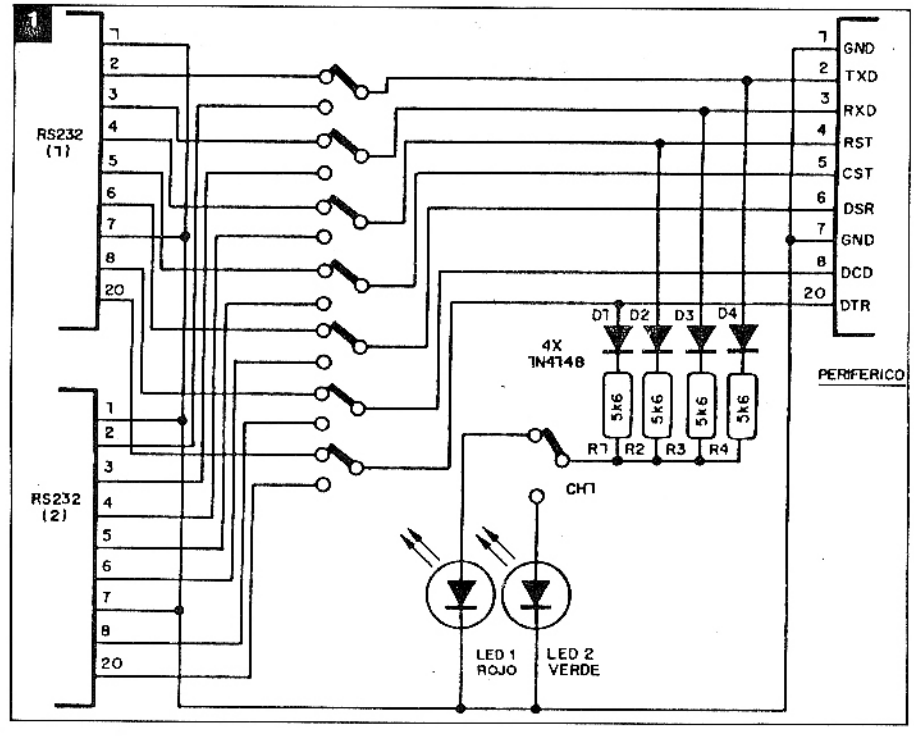
*Agradecemos la colaboración de **TELEFUNKEN Alemania y Romex S.A.** para la elaboración del presente artículo.*

DATA-PRINT

Con esta sencilla idea práctica, dos computadoras pueden compartir una misma impresora u otro periférico de forma bastante simple. Una llave manual con indicador se usa para conmutar la salida de dos computadoras hacia un mismo periférico.

Por Pedro E. Junqueira

Usando una llave RS232C de 8 polos x 2 posiciones es posible hacer la conmutación, de manera simple e inmediata, de salidas de 2 computadoras hacia un único periférico. El circuito cuenta también con dos leds conectados a la línea de datos para la monitorización.



Cómo funciona

El circuito no precisa de explicaciones muy detalladas, dada su simplicidad. Tenemos 4 diodos en serie con 4 resistores de 5,6kΩ conectados a las líneas de transferencia de datos de la interface TXD, RXD, RST y DTR y a tierra del sistema GND.

Conectados a los contactos de la llave tenemos también dos leds que indican cuál de los canales está en uso. No es posible pasar de un canal a otro en cualquier momento porque en el breve instante de la conmutación los niveles lógicos de la llave quedarían indefinidos, lo que causaría una interpretación imprevisible por parte de los periféricos.

En el diagrama tenemos la disposición de los pins correspondiente a un conector D de 25 pins.

Operación

Observe los leds indicadores de la línea de transferencia. Cuando uno de los leds deja de guiñar es señal que la transferencia de datos de la microcomputadora conectada al sistema está completa. En ese momento la conmutación de un canal hacia otro estará liberada. Pasando la llave hacia el otro canal y activando el computador correspondiente, el otro led pasará a guiñar, mientras haya transferencia de datos.

Montaje

En la figura 1 tenemos el diagrama completo del sistema.

Todos los componentes pueden ser instalados en una placa de circuito impreso pequeña y con conexiones en la propia llave conmutadora. El conjunto se instalará en una caja plástica con orificios para el pasaje del conector y también para los leds indicadores. ✪

LISTA DE MATERIALES

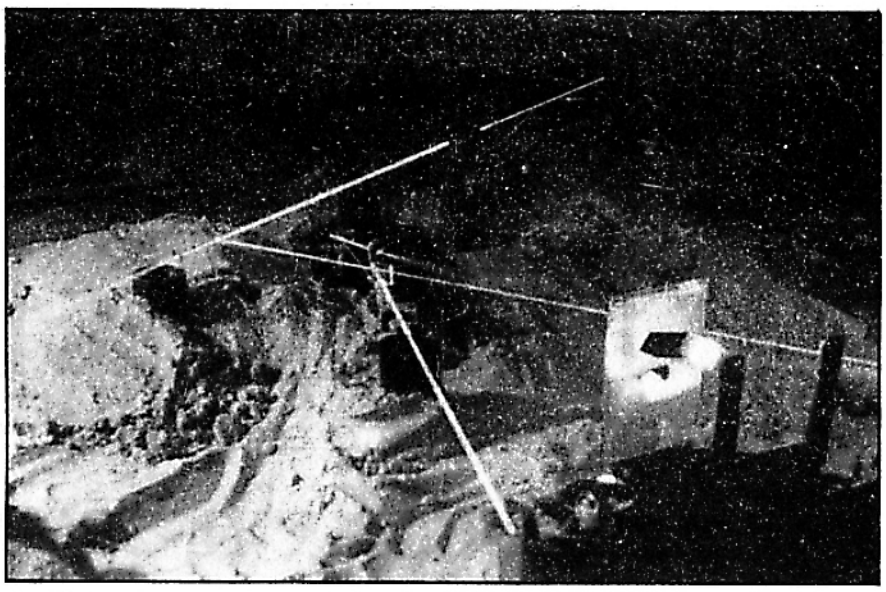
CH1 - llave de 8 polos x 2 posiciones
D1 a D4 - 1N4148 - diodos de silicio de uso general
R1 a R4 - 5,6kΩ x 1/8W - resistores (verde, azul, rojo)
LED1, LED2 - led verde y otro rojo
Varios: 3 cables de 9 vías, conectores de tipo D de 25 pins, caja para montaje, cables, soldadura, etc.

FORMACION DE HOLOGRAMAS

En el número anterior de Saber Electrónica ofrecimos una noción general sobre la holografía, pero la inquietud de nuestros lectores por aprender más hizo que tuviéramos que completar el artículo con esta nueva entrega.

por los Holografos Ernesto H. Quaranta y Andrés T. Kesting

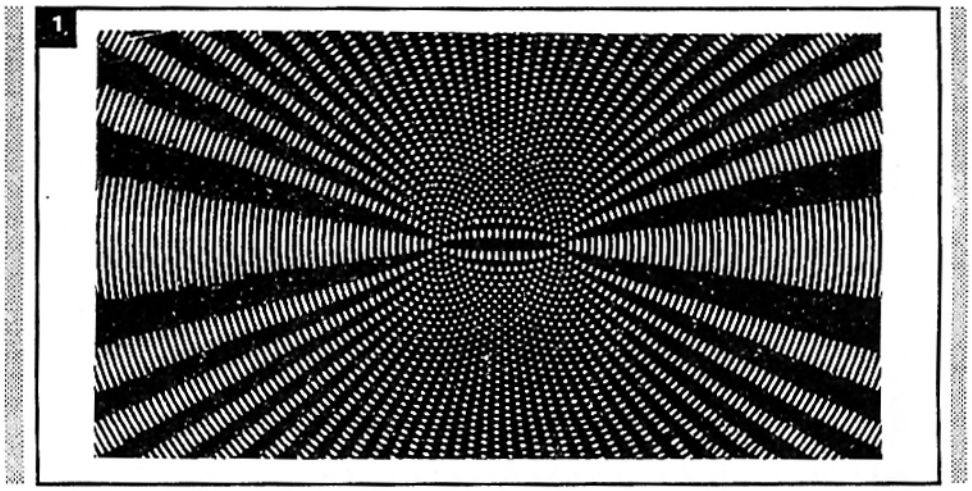
Hoy en día la teoría de la holografía ha llegado a un punto muy alto de desarrollo, es decir, que con matemática compleja se puede calcular prácticamente cualquier holograma. Pero para hacer holografía práctica no es indispensable un conocimiento de matemática avanzada, sino tener algunos conceptos claros. Para poder entender cómo se forman los hologramas tomaremos un modelo geométrico básico. Este modelo nos muestra cómo interactúan dos fuentes de ondas continuas, emitiendo a la misma frecuencia, en el espacio. Esta interacción se la llama interferencia. Se pueden representar estos frentes de onda como una sucesión de anillos concéntricos, donde la diferencia de radios es λ una longitud de onda . Al superponer dos de estas sucesiones obtenemos lo que nos muestra la figura 1. Las áreas claras representan la interferencia constructiva y las áreas oscuras la interferencia destructiva, al unir linealmente cualquiera de esas áreas resulta una familia de hipérbolas. En la figura 2 se representa un patrón de interferencia constructiva. Si las dos fuentes de onda estuvieran operando en el espacio tridimensional, es el caso de las ondas de luz o sonido, el patrón de interferencia estaría formado por la revolución de las figuras 1 y 2 tomando como eje la linea que une las dos fuentes dando como resultado una familia de hiperboloides.



Mesa holográfica con Láseres y espejos

En la realización de un holograma ocurre algo muy similar a lo descripto utilizando infinidad de puntos o fuentes de onda. Al iluminar un objeto con la luz de un Laser, cada punto de este objeto funciona como una fuente de ondas. Cada una de estas fuentes de ondas tienen la misma longitud de onda y frecuencia, interactúan entre sí formando un patrón de interferencia muy complejo.

En la figura 3 se ve la interacción de dos haces en un espacio tridimensional. Las dos fuentes emiten ondas a la



misma frecuencia constante y se coloca una placa holográfica en el lugar indicado. El espesor de la emulsión de la placa es de varias veces la longitud de onda, por lo tanto el patrón de interferencia registrado en la emulsión representa secciones de las hiperboloides de muchos órdenes. Cuando esta placa se procesa las superficies de las hipoerboloides se convierten en espejos semirreflectivos (reflejan, transmiten y absorben luz).

La fuente de luz R se la llama referencia y la fuente del objeto O . Si se ubican más fuentes de luz en la vecindad de la fuente O cada fuente formará un único conjunto de hipoerboloides con la fuente R y se registrarían en la placa holográfica. Si se reemplaza la fuente O por un objeto tridimensional que esté iluminado por una luz de la misma frecuencia y longitud de onda que la fuente R, cada punto del objeto actuará como una fuente de onda creando su propio conjunto de hiperboloides con la fuente R y registrándolo en la emulsión de la placa holográfica. Así se tiene un holograma de un objeto tridimensional.

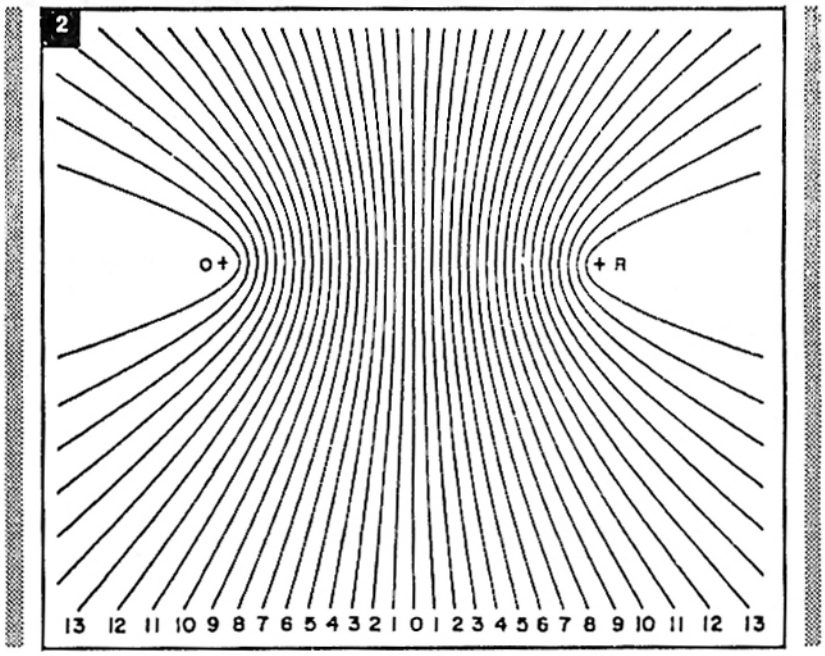
Los distintos tipos de hologramas se deben al tamaño de las separaciones entre hiperboloides.

Esta separación está dada por la fórmula:

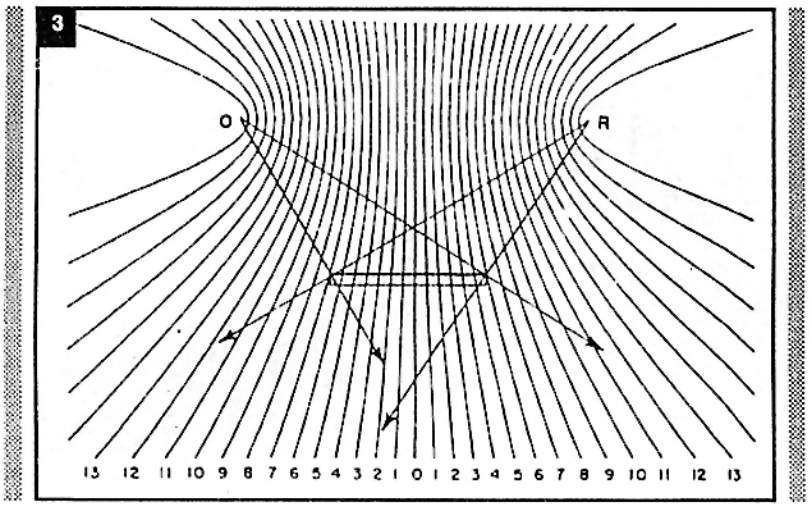
$$d = \lambda / (2 \operatorname{sen}(\phi/2))$$

siendo "d" el espacio entre hiperboloides y ϕ el ángulo entre las fuentes de onda. Esta fórmula se conoce como Condición de Bragg para la interferencia constructiva de luz difractada.

Una de las características más sobresalientes de los hologramas es la de que en cada punto de la placa esta al-



Patrón de interferencia constructiva



Interferencia de dos haces en un espacio tridimensional

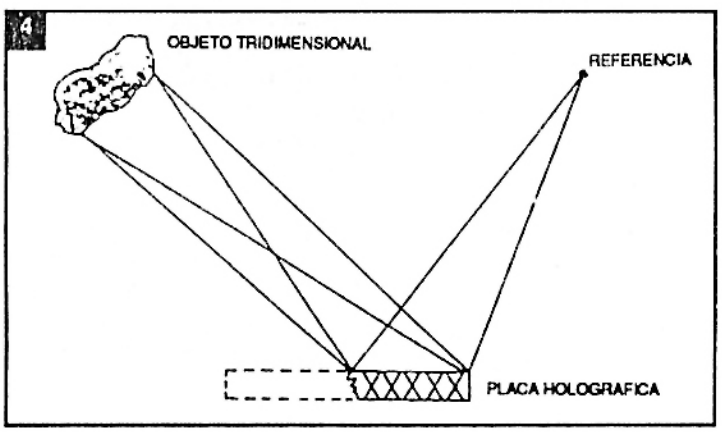
macenado toda la imagen del objeto desde ese punto de vista. Si consideramos que estamos frente a una ventana y a través de ella vemos una plaza. Si nos movemos hacia los costados o hacia arriba o abajo obtengo a cada paso distintas vistas de la plaza (lo mismo pasa con un holograma).

Si cubrimos toda la ventana y sólo dejamos un pequeño orificio descubierto, al asomarnos por ese orificio veríamos toda la plaza desde ese punto de vista. Y así podríamos hacer con cada punto y obtener los distintos puntos de vista. En la fig. 4 se puede comprender mejor el concepto. Si tomamos cualquier porción de esa película, ésta estará recibiendo siempre todas las perspectivas del objeto desde ese punto de vista.

Ernesto Quaranta trabajando en su laboratorio holográfico

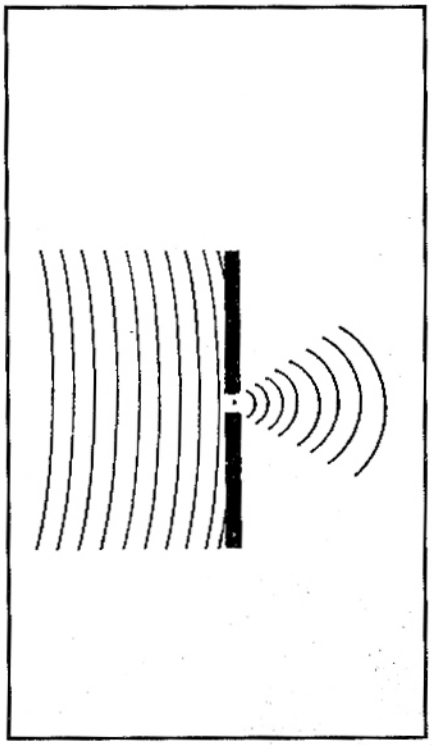
Reconstrucción de hologramas

Para poder ver los hologramas se requiere de una fuente de luz, pueden ser Laser o luz blanca dependiendo del tipo de holograma realizado, pero el principio de cómo se reconstruye la imagen es el mismo.

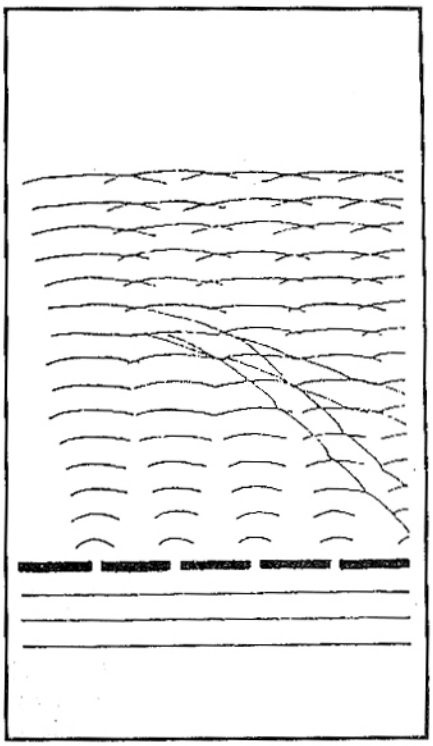


Todo holograma es un conjuunto de hiperboloides muy complejo que forman el patrón de interferncia. Este conjunto de hiperboloides funciona cómo espejos curvos semireflectivos; es decir dejan pasar luz, la reflejan y la absorben. Tomamos un modelo simple para poder explicarlo.Todo este conjunto se comporta como pequeños orificios que dejan pasar la luz y barreras que la retienen. La luz que pasa a través de los orificios se difracta, comportándose cada orificio como una fuente de luz. Conservando las características de la fuente de luz que los creó cuando se realizó el holograma (o el punto del objeto). Estas fuentes interfieren entre sí formando la imagen del objeto original que se utilizó para realizar el holograma.

Para que este fenómeno ocurra, siempre se utiliza un haz de luz para iluminar la placa en la misma posición relativa que tenía el haz de referencia.



Difracción producida por un espacio pequeño



Reconstrucción de un holograma

SABER ELECTRONICA

Ahora los lectores de "SABER ELECTRONICA" de LA PLATA y GRAN LA PLATA tienen donde adquirir lo que necesiten para sus inquietudes electrónicas.

Diagonal 74 Nº 1031 entre 5 y 6 LA PLATA

Argosystem es el representante oficial de "SABER ELECTRONICA" en LA PLATA. Acérquese. tendrá el apoyo que necesite. No tiene que desplazarse hasta Buenos Aires para tener acceso a todo lo que es SABER ELECTRONICA

RIM T.V.

Distribuidor Repuestos Electrónicos de HECTOR Y NELSON RIMADA
Alcorta 180 - T.E. 25423 (8300) NEUQUEN

Los lectores encontrarán todo el apoyo necesario para desarrollar sus conocimientos de electrónica.

Libros que se ofrecen en **SABER ELECTRONICA**

Números atrasados

Ediciones especiales de Circuitos & Informaciones

y todo lo que **SABER ELECTRONICA** anuncie en sus páginas.

CIRCUITOS PARA DISPARO DE TIRISTORES

La utilización de SCRs y triacs en controles de potencia está condicionada a proyectar un buen circuito de disparo. Existen muchas técnicas posibles para el disparo de Tiristores, los cuales presentan ventajas y desventajas que deben ser consideradas en cada proyecto. En este artículo abordamos algunas que pueden servir de base para los lectores interesados en proyectos.

Por Newton C. Braga

El disparo de Triacs y SCRs comunes depende de una corriente que puede variar típicamente entre 200µA y 500mA dependiendo de la capacidad del dispositivo. La tensión para obtener la conducción cuando aplicamos una señal de disparo puede variar entre 1,5 y 6,0 volt típicamente.

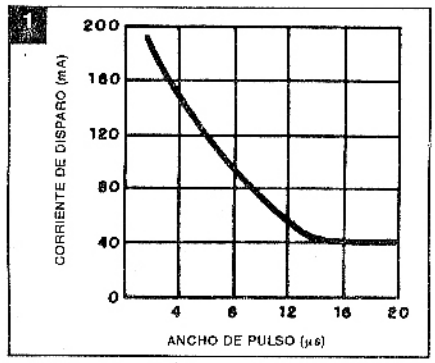
Teniendo también en consideración que el disparo puede ser hecho tanto por la aplicación de una señal continua como de un pulso de corta duración, los valores en cuestión deben ser ampliados. Así, para obtener el disparo con un pulso de corta duración, debe tener un pico de corriente hasta 10 veces mayor de lo que sería necesario para un disparo de corriente continua.

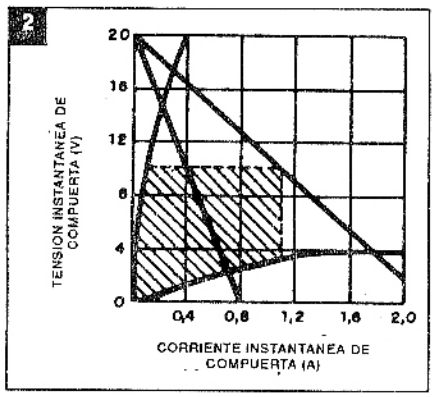
En la figura 1 tenemos una curva en que se muestra esta característica de disparo por pulso para un SCR común.

Observe que la intensidad de la corriente necesaria para el disparo aumenta a medida que la duración del pulso se vuelve menor.

A partir de los 14µs de duración, ya no tenemos variaciones en la intensidad de la corriente necesaria para el disparo. Este es pues el punto en que tenemos la sensibilidad mayor al disparo, para una operación con disparo por pulsos.

En la figura 2 tenemos otra curva característica, en este caso en función de la tensión de disparo, mostrando que el comportamiento dinámico de un SCR cambia bastante en relación al disparo por corriente continua. Esta curva es obtenida en función de pulsos regulares con un tiempo de subida como máximo de 10% del ancho del pulso. La tensión de ánodo es de 6V. El área rayada representa la región de operación recomendada para el componente tomado como ejemplo.





Observe que con pulsos de corta duración precisamos mucha mayor tensión para obtener el disparo.

Cómo obtener el disparo

Para obtener el disparo del tiristor con pulsos, debe existir un circuito externo que produzca estos pulsos en la razón deseada. Tenemos entonces dos posibilidades que dependen del hecho de que usemos un SCR o un triac, como muestra la fig. 3.

En el caso de los SCRs los pulsos deben ocurrir en los semiciclos de conducción. En cambio, en los Triacs deben ser en fase con la tensión del MT2 (terminal principal 2), para conducción en ambos semiciclos de la corriente alterna.

Observe que se da preferencia al disparo en los modos negativos para los Triacs, pues en esta modalidad es necesaria menor cantidad de energía para eso. El modo según el cual el pulso de disparo puede ser aplicado al Tiristor varía bastante.

En la fig. 4 tenemos algunos ejemplos:

En (a) tenemos el acoplamiento directo, donde la ventaja es su simplicidad y su desventaja es la falta de aislación del circuito de control del circuito de carga.

En (b) tenemos el uso de un optodisparador. La ventaja de este disparo está en la

aislación y también en la velocidad de acción, pero en compensación la sensibilidad impide su uso directo con tiristores que exigen corrientes de disparo elevadas.

En (c) tenemos el uso de un transformador de pulsos que reúne las ventajas de la alta velocidad y la excelente aislación.

Transformadores de pulsos

Un transformador de pulsos para el disparo de SCRs y Triacs puede construirse fácilmente con la siguiente "receta":

En un bastón de ferrite de aproximadamente 0,8 a 1 cm de diámetro por 2,5 a 3 cm de largo enrolle 50 vueltas de alambre esmaltado 38 ó 40 AWG (0,1007 mm ó 0,0799 mm de diámetro). Después, sobre este bobinado haga otro u otros iguales según la necesidad del proyecto. La identificación posterior de los terminales de los bobinados puede hacerse con el multímetro (figura 5).

En la figura 6 tenemos las características de los transformadores TP1:1 de dos bobinados y TP1:1:1 de tres bobinados de Thornton, ya listos para su uso.

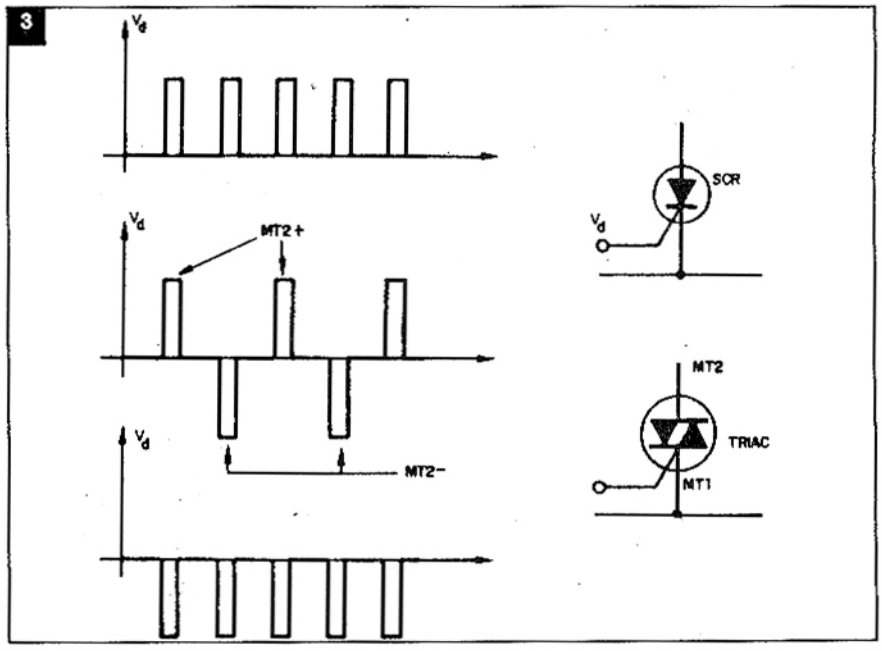
Estos componentes poseen una resistencia máxima de bobinado de 0,2Ω, una inductancia mínima de 0,40mH, una capacidad entre bobinados de 6,5pF y una tensión máxima de trabajo entre bobinados de 250VCA.

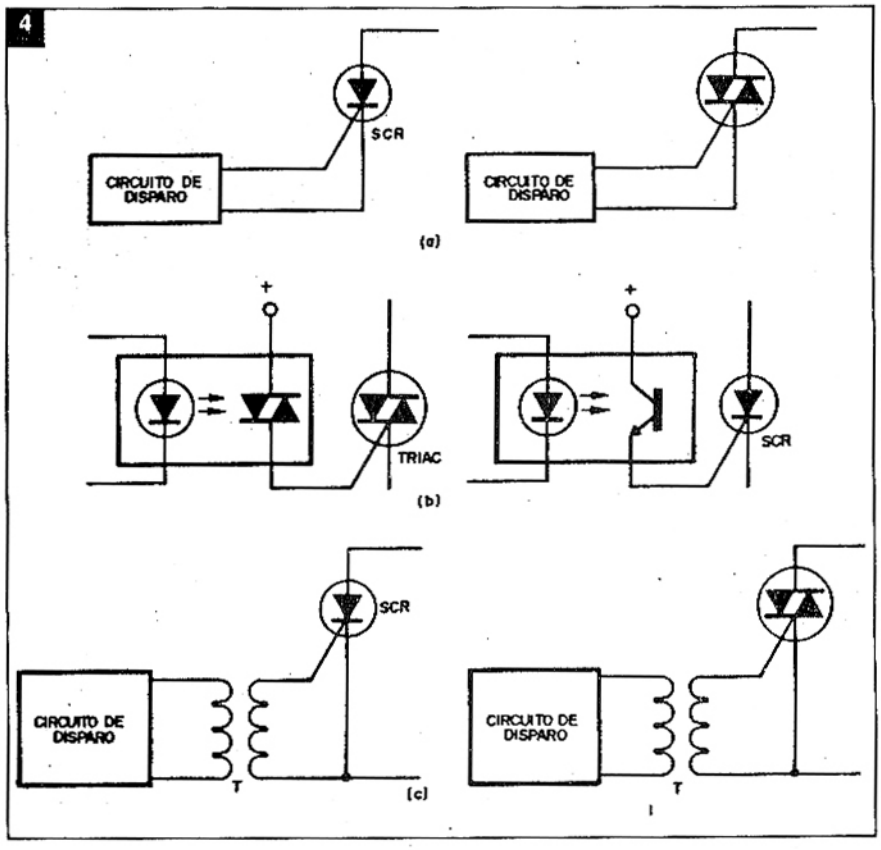
En la figura 7 tenemos circuitos en que mostramos aplicaciones típicas para los transformadores de dos y tres bobinados. Observe que los tipos de tres bobinados son utilizados en los controles de onda completa con SCRs. La observación de las polaridades o sentidos de los bobinados permite que los SCRs sean disparados con pulsos de una única polaridad o de las dos, según la aplicación.

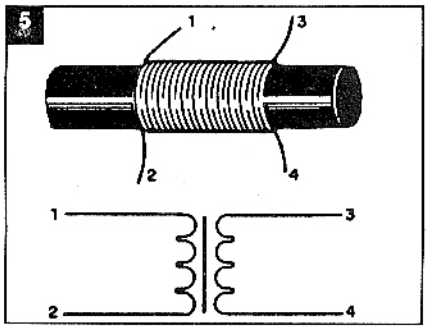
Para los casos en que los pulsos de disparo son de baja intensidad se pueden utilizar circuitos amplificadores. Algunos dispositivos de conmutación semiconductores pueden ser utilizados en estos circuitos como por ejemplo los transistores programables unijuntura (figura 8).

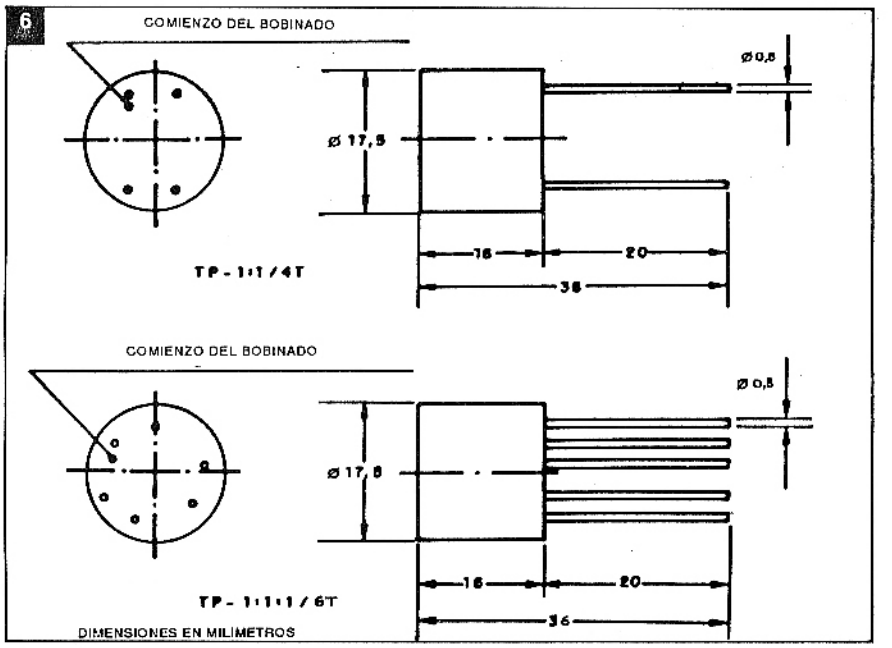
Los transistores programables unijuntura (PUT) poseen una curva característica con una región de resistencia negativa que permite su aplicación como osciladores de relajación, como muestra la figura 9.

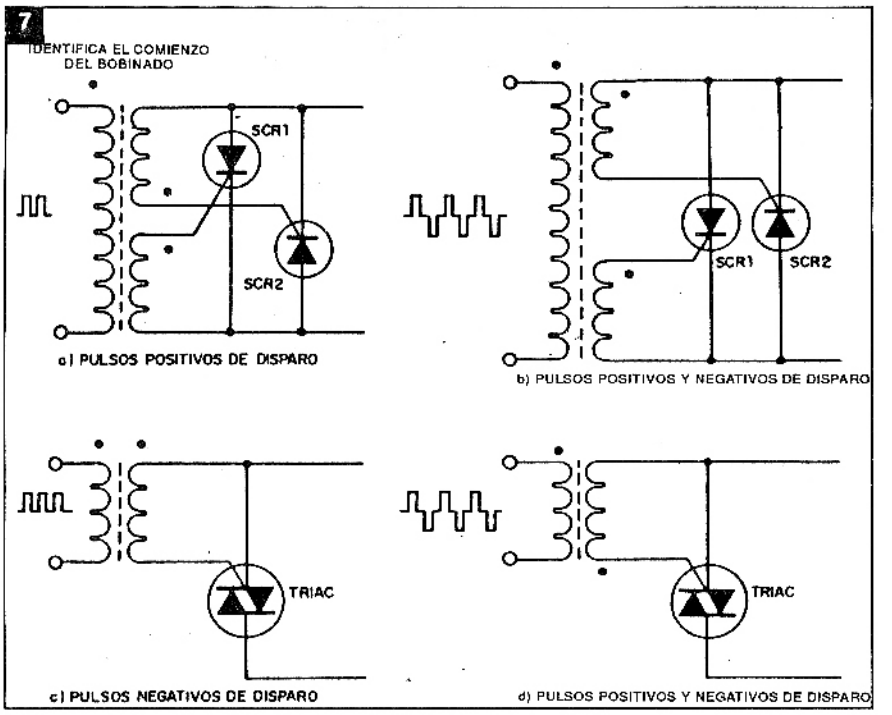
Los PUTs son semejantes en estructura a los SCRs, o sea, consisten en un diodo de cuatro capas excepto por el hecho de que tenemos el electrodo de disparo conectado al ánodo y no al cátodo, como sugiere su símbolo. Esta conexión al ánodo del elemento de disparo permite que se











haga una programación de su punto de disparo, lo que no ocurre con un SCR común en que tenemos un punto fijo de disparo. El resultado es que el PUT tiene una característica de conmutación mejor que el transistor unijuntura, siendo más rápido y más sensible, y hasta más económico en muchas aplicaciones.

En la figura 10 tenemos por ejemplo un circuito sugerido por Motorola en que el PUT MPU131 es usado en el disparo de un MCR2918-1)8A x 50V) en un cargador de baterías para 12V.

En la figura 11 tenemos la curva de comportamiento de este cargador, observándose la dependencia de la corriente en relación a la carga (densidad de la solución).

Otros dispositivos conmutadores rápidos que también pueden ser usados en el disparo de SCRs y Triacs son los Diacs, los SUS y los SBS (SUS = Silicon Unilateral Switch, o conmutador unilateral de silicio, y SBS = Silicon Bilateral Switch, o conmutador bilateral de silicio) cuyos símbolos y curvas características aparecen en la figura 12.

Mientras tanto, para operación con transformadores de pulsos, los dispositivos más utilizados son los transistores unijuntura.

El transistor unijuntura

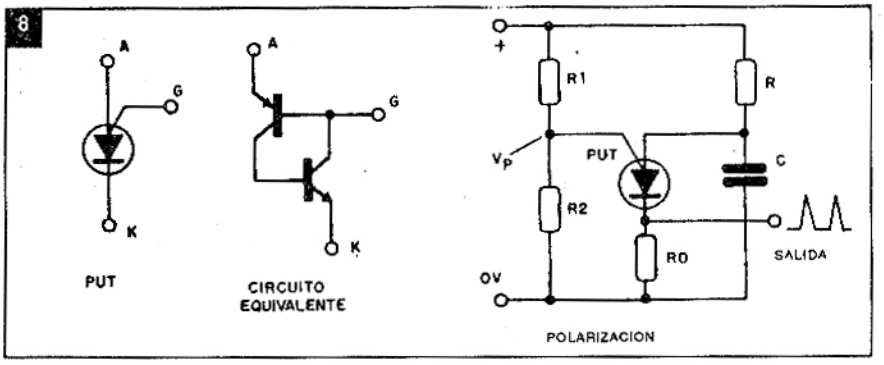
En la figura 13 tenemos la estructura de un transistor unijuntura donde podemos observar la existencia de una juntura única, hecho que determina el nombre del componente.

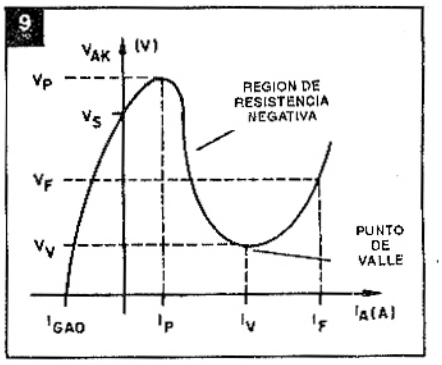
La resistencia óhmica entre los dos terminales de base (B1 y B2) está entre 5 y 20k para los tipos más comunes.

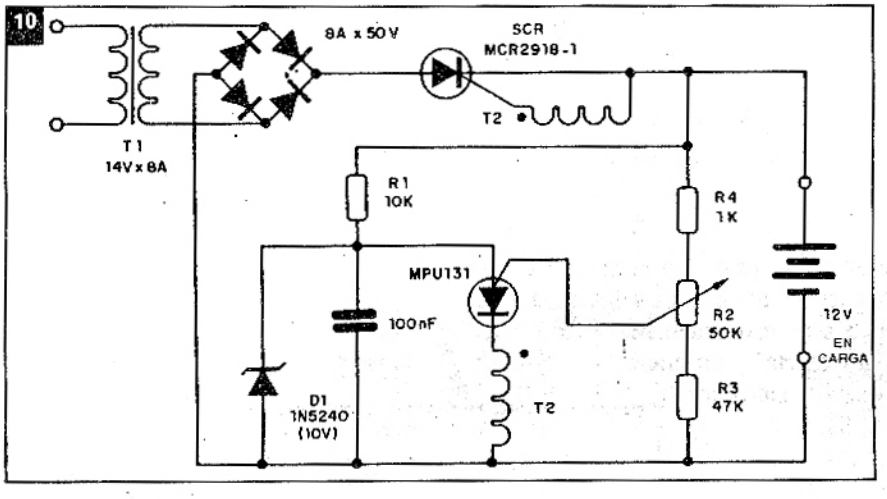
La región de emisor (semiconductor P) queda un poco por encima de la mitad del material de base, de modo a determinar, lo que llamamos relación intrínseca del transistor unijuntura. Así, para tener la operación del transistor unijuntura como oscilador de relajación, debemos proceder de la siguiente forma:

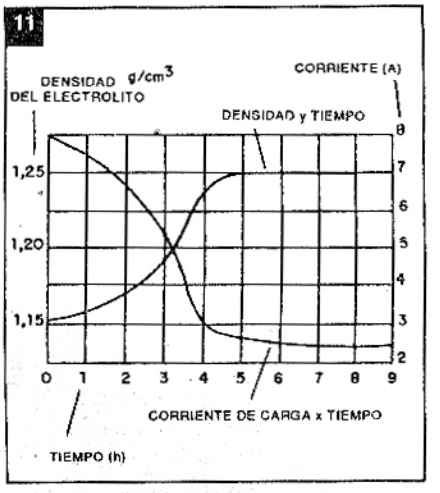
Conectamos en el emisor un circuito de tiempo RC y entre las bases hacemos la polarización con dos resistores (o uno solo) como muestra la figura 14.

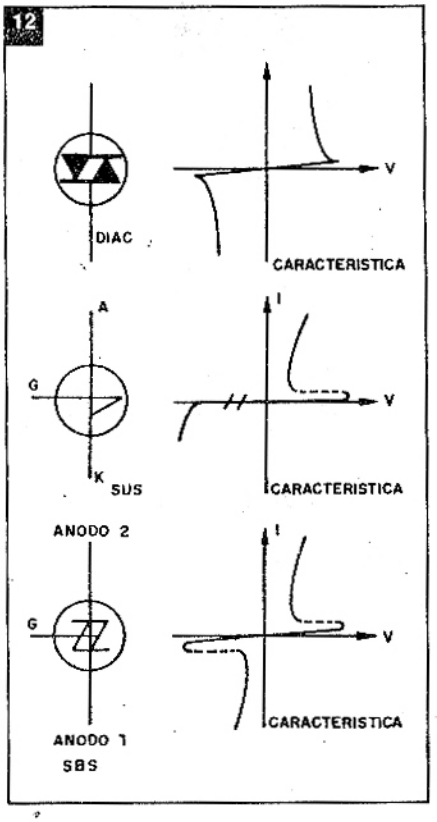
La tensión en la región del emisor del transistor está dada por la relación intrínseca multiplicada por la resistencia total de la región de base, de modo que tenemos en este punto algo entre 0,4 y 0,8 de la tensión de alimentación del circuito.









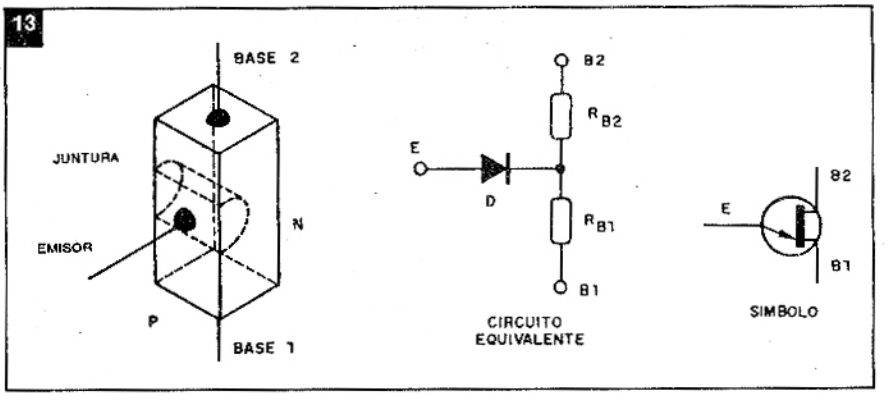


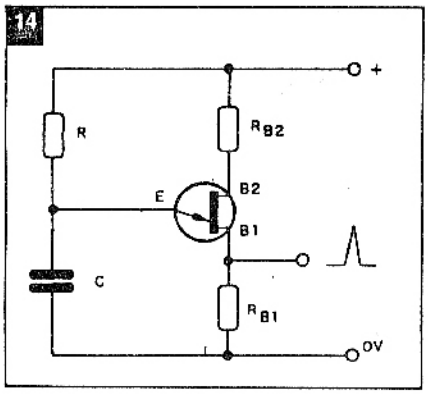
Cuando la tensión en el capacitor alcanza estos 0,4V a 0,8V de la tensión de alimentación, más aproximadamente 0,6V, al vencer la barrera de potencial de la juntura, ocurre la conmutación del transistor.

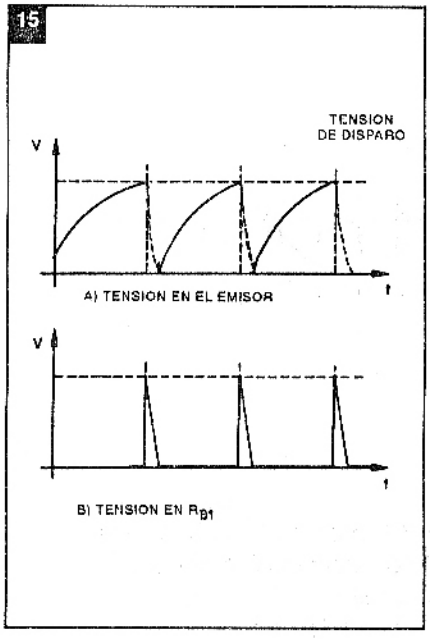
Hasta este instante había una resistencia muy alta entre el emisor y la región de base del transistor unijuntura lo que permitía la carga del capacitor sin prácticamente pérdidas. Sin embargo, con la conmutación, pasa a haber una resistencia muy baja entre el emisor y la base B1, lo que posibilita la descarga rápida del capacitor con la producción de un pulso agudo.

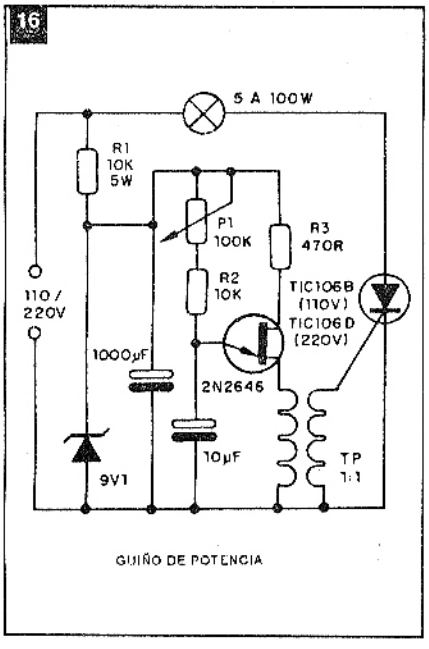
Este pulso, por sus características es ideal para el disparo de dispositivos como SCRs y Triacs, dada la amplia utilización del transistor unijuntura con esta finalidad. En la figura 15 tenemos las formas de onda obtenidas del transistor unijuntura.

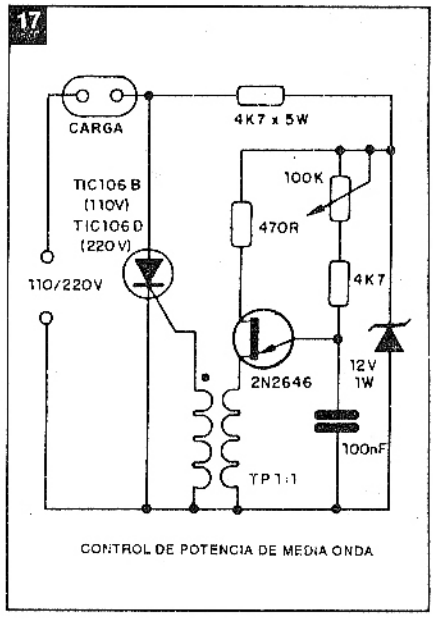
Una vez ocurrida la descarga del capa-











citor hasta que la tensión en el emisor del transistor unijuntura caiga debajo del punto de mantenimiento, el transistor "desconecta" y un nuevo ciclo de carga vuelve a comenzar.

Es interesante observar que el transistor unijuntura puede ser usado en el disparo de Triacs y SCRs tanto a partir de fuentes continuas como alternas.

a) Fuentes continuas

En este caso, los pulsos pueden ser usados para producir el disparo rítmico (por ejemplo en guiños o señalizadores) como muestra el diagrama de la figura 16.

b) Fuentes alternas

En este caso, la carga en un semiciclo puede usarse para retardar el instante del disparo en un control de potencia. El capacitor se carga en un intervalo de tiempo ajustado en el potenciómetro de modo de quedar en puntos situados entre el inicio y el final de cada semiciclo (figura 17).

De esta forma, podemos dosificar la potencia aplicada a la carga en un dimmer o control de potencia de gran eficiencia. ✪

Bibliografía:

* Practical Triac/SCR Projetos for the Experimenter - R.W. Fox - TAB Books - nº 695
* RCA Silicon Controlled Rectifier Experimenter's Manual - RCA 1967
* Theory, Characteristics and Applications of the Programmable Unijunction Transistor - AN - 527 - Application Note - Motorola - 1971
* 110 Thyristor Projects Using SCRs and Triacs - R.M. Marston - Newnes Technical Book - 1972
* El Tiristor - Rudolf Swoboda - Rede - 1968.

RIM T.V.

Distribuidor Repuestos Electrónicos de HECTOR Y NELSON RIMADA
Alcorta 180 - T.E. 25423 (8300) NEUQUEN

Los lectores encontrarán todo el apoyo necesario para desarrollar sus conocimientos de electrónica.

Libros que se ofrecen en **SABER ELECTRONICA**

Números atrasados

Ediciones especiales de Circuitos & Informaciones

y todo lo que **SABER ELECTRONICA** anuncie en sus páginas.

MODULACION POR CODIGO DE PULSOS PCM

(Parte 1)

El presente artículo tiene por finalidad proporcionar conocimientos teóricos y funcionales sobre el equipo PCM, muy útiles para quienes trabajan en implantación y mantenimiento de este tipo de sistema.

Por Francisco Bezerra Filho

1. Introducción

En el sistema PCM, la señal analógica del canal telefónico es sustituida por una sucesión de muestras de corta duración, retiradas de la señal original a intervalos periódicos, en la forma de pulso y pausa, codificadas normalmente en una secuencia de 8 bits. En este artículo, explicaremos de manera didáctica todo el principio que involucra la técnica de la generación y de la codificación de la señal en PAM (Pulse Amplitud Modulation).

En la técnica PCM (Pulse Code Modulation) o modulación por codificación de pulsos, la información es transmitida en la forma digital, siguiendo la tendencia actual, por ejemplo, de las redes RDSI, fibras ópticas, centrales digitales y sistemas PCM de orden superior. El uso de la técnica de transmisión PCM está aumentando a cada día que pasa, y este aumento está basado en la posibilidad de la señal PCM, principalmente en el sistema de 1º orden, de poder usar los cables de pares de la red telefónica ya existente. Con la técnica PCM, es posible transmitir hasta 30 canales telefónicos multiplexados en PCM, a través de una línea antes usada para transmitir sólo un canal telefónico.

En los comienzos de la transmisión PCM, los equipos estaban limitados a sistemas de primer orden, con 30 + 2 canales telefónicos por sistema. Actualmente con el desarrollo de los circuitos integrados de alta velocidad de conmutación, ya es posible multiplexar sistemas PCM de 5º orden, con capacidad de 7680 canales telefónicos por sistema, como veremos al final de este artículo.

2. ¿Qué es la multiplexación?

Multiplexación (MUX) es el proceso que permite transmitir a través de un único medio de transmisión, diversos canales telefónicos sin haber interacción entre ellos. Al final del sistema debe ser posible identificarlos y separarlos manteniendo una cierta relación entre los canales aplicados en la entrada y los canales extraídos en la salida. Por ejemplo, el canal 1A debe corresponder al canal 1B, el canal 2A debe corresponder al canal 2B y así sucesivamente, como vemos en la figura 1.

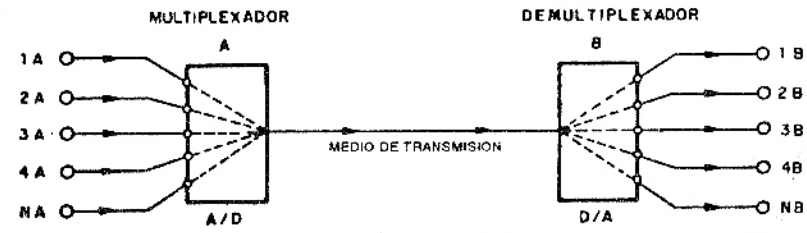
Se usan diversas técnicas en la multiplicación de dos o más canales telefónicos, siendo los más comunes:

- FDM (Frequency Division Multiplex): multiplexación por división de frecuencia.
- TDM (Time Division Multiplex): multiplexación por división de tiempo, siendo la técnica más conocida en este grupo, la PCM.

En la multiplexación PCM, la señal analógica del canal telefónico a ser transmitida, es primeramente muestreada en el tiempo a una velocidad de 8000 muestras por segundo; a continuación las muestras son codificadas en un código binario de 8 bits. Los pulsos codificados son colocados uno al lado del otro, formando un tren de pulsos que a continuación es tranmitido de A hacia B a través del medio de transmisión, como vemos en la figura 1.

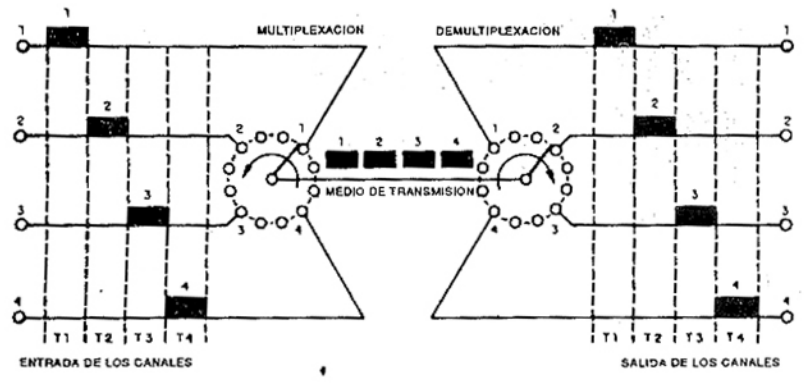
La multiplexación PCM puede ser representada, en la práctica, por una llave rotativa con 32 posiciones, como vemos en la figura 2 (donde sólo se han graficado 4 canales). El movimiento de rotación de

1



Circuito básico de multiplexación

2



Principio básico de la multiplexación en el tiempo (PCM) de 4 canales de voz.

las llaves A y B, acopladas por el mismo eje, se hace de tal manera que la llave A (transmisora) y la llave B (receptora) queden perfectamente sincronizadas. En la práctica, el sincronismo del multiplexador y del desmultiplexador se hace a través de las señales de sincronismo transmitidas por un canal de reserva, intercalado a los canales telefónicos y usado con esa finalidad. De ahí el nombre 30 + 2, es decir, 30 canales telefónicos y 2 de señalización y sincronismo.

El movimiento de las llaves A y B se hace de tal manera que cuando la llave A está explorando y transmitiendo las informaciones referentes al canal 1A, la llave B debe estar colocada en el canal 1B, de manera de recibir y enviar al abonado B la información que está siendo explorada y enviada por el canal 1A. Como vemos, la señal del canal telefónico es toda procesada en PAM; es sólo a través del medio de transmisión que se usa la modulación PCM.

3. Sistema básico de transmisión

En la figura 3 tenemos un diagrama en bloques simplificado de un sistema PCM de 1º orden, con capacidad para multiplexar y transmitir 30 canales telefónicos. El diagrama está dividido en 8 bloques, donde cada uno ejerce una función en la transformación de la señal analógica en digital (en la transmisión) y digital en analógica (en la recepción).

A continuación describiremos con detalles la función de cada bloque.

4. Filtro pasabanda (FPB) en la entrada

Los filtros pasabanda, colocados en la entrada de cada canal, tienen por función limitar la banda de frecuencia del canal

3

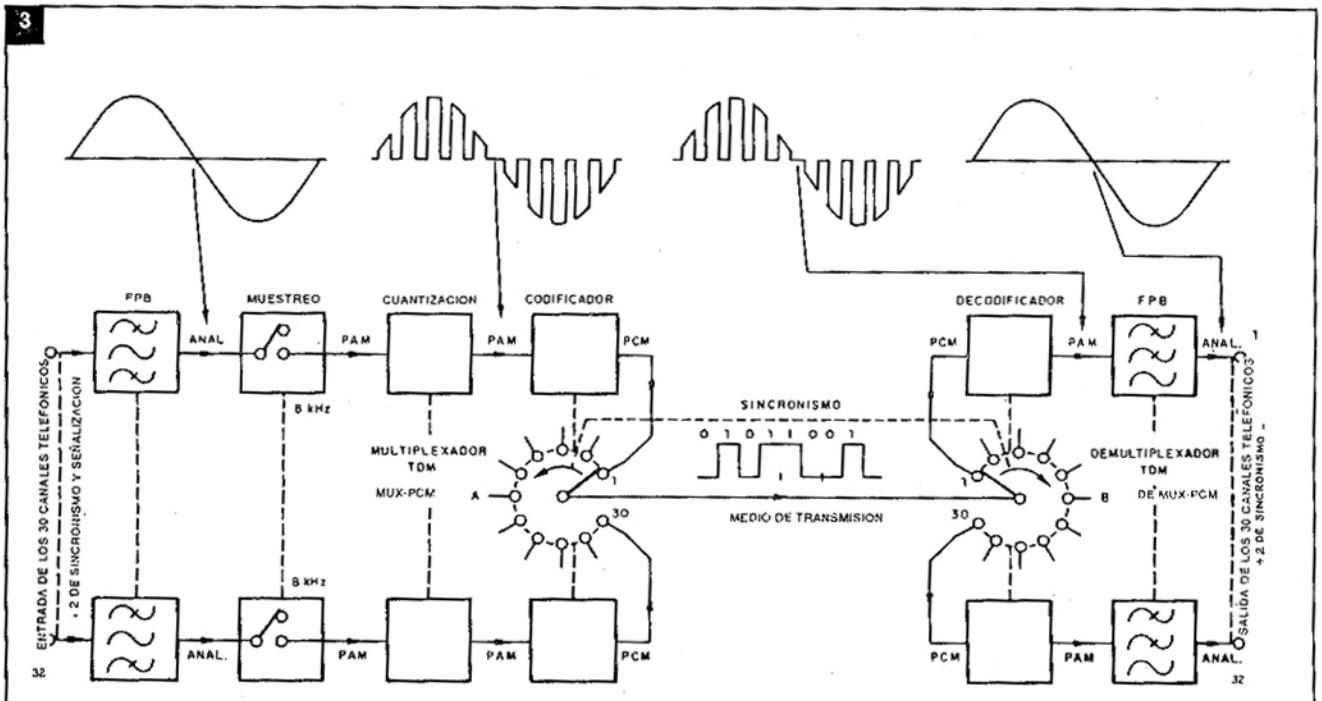


Diagrama en bloques de un sistema PCM de 1º orden, 30 + 2 canales.

de voz de manera de atender las recomendaciones del CCITT.

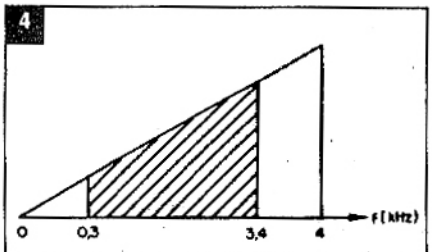
La señal analógica aplicada en la entrada del sistema PCM ocupa un espectro de frecuencia de 20Hz a 20kHz (*); antes de ser transmitido, empero, su espectro es reducido por el FPB de 0-4kHz. A pesar de que el canal telefónico ocupa una banda disponible de 0-4kHz, para una conversación telefónica dentro de los patrones internacionales sólo se ocupa en realidad el espectro de 0,3 a 3,4kHz, como vemos a través de la banda rayada de la figura 4.

La señal del canal telefónico, que ocupa el espectro de 0,3 a 3,4kHz, es aplicada en la entrada del circuito de muestreo, cuyo funcionamiento es explicado a continuación.

5. Circuito de muestreo

El muestreo es el proceso por el cual la señal analógica es muestreada a intervalos regulares, transformándose en señal PAM. De acuerdo con el teorema de muestreo (Teorema de Shanon/Nyquist), para recuperar la señal analógica de baja frecuencia no hay necesidad de enviar toda la forma de onda de la señal analógica, sino sólo una secuencia de muestras.

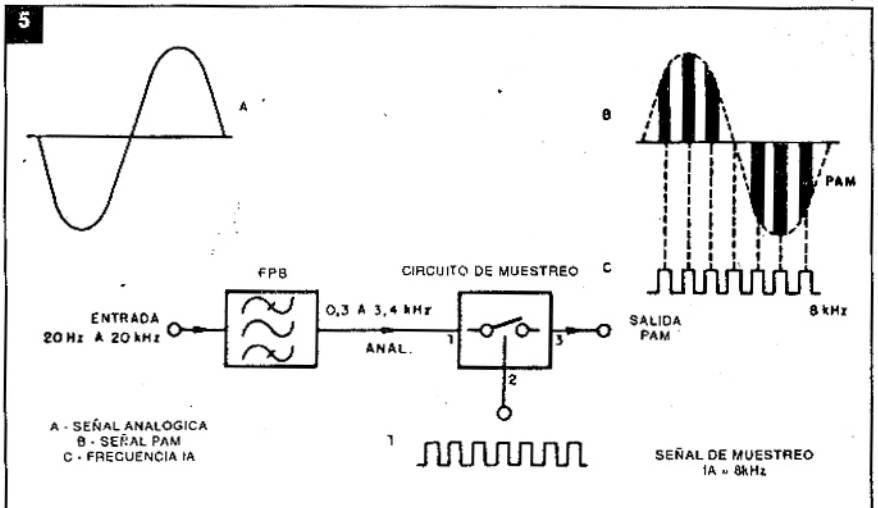
Para satisfacer el teorema de Shanon/Nyquist, la frecuencia de muestreo



Espectro ocupado por un canal telefónico dentro de la banda de 4kHz.

fA debe ser por lo menos dos veces mayor que la mayor frecuencia de la señal a transmitir. En el caso del canal telefónico, cuya banda útil considerada es de 0,3 a 3,4kHz, podríamos usar fA = 2 x 3,4 = 6,8 kHz, pero por una cuestión técnica se usa internacionalmente fA = 8kHz. (Recuerde que limitamos el canal en 4kHz, luego 2 x 4kHz = 8kHz.)

A través del proceso de muestreo, se obtiene una secuencia de pulsos, la amplitud de cada uno de los cuales corresponde a la amplitud de la señal analógica muestreada en ese instante. La sumatoria representa el formato de la señal analógica, como vemos en las formas de onda de la figura 5. Así, podemos definir el proceso de muestreo como la sustitución de la señal del canal telefónico variable en el tiempo, por una sucesión de muestras de corta duración (pulsos y pausas) obtenidas de la señal analógica a intervalos regulares.



Modulador básico PAM - convierte la señal analógica en señal PAM en la salida.

5.1. Modulador PAM Básico

Como vimos, la modulación PAM es realizada a través de la conmutación de la señal analógica. En la figura 5 tenemos un modulador PAM básico formado por un filtro pasabanda en la entrada y por una llave de conmutación, comandada por una señal de conmutación electrónica, o señal de muestreo, capaz de retirar 8000 muestras por segundo.

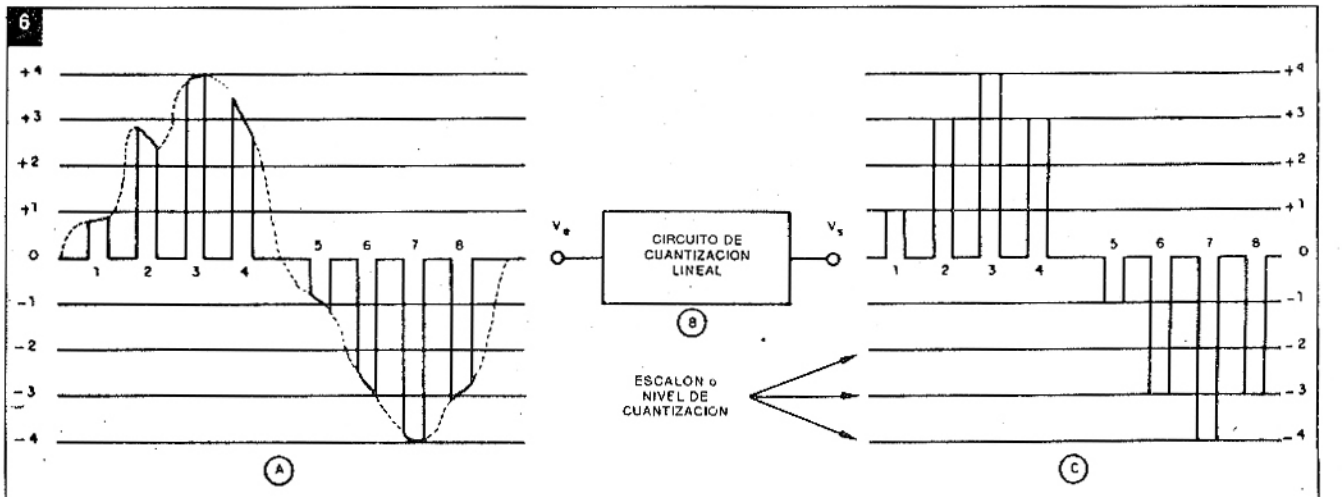
La señal analógica proveniente de la cápsula transmisora del aparato telefónico, o de otra fuente cualquiera, es inicialmente aplicada en el FPB, donde la banda de 20Hz a 20kHz es reducida a 0,3 a 3,4kHz. A continuación la señal es aplicada a la entrada 1 del circuito de muestreo, donde es conmutada. El circuito de muestreo está representado por una llave de conmutación de alta velocidad (8000 conmutaciones por segundo). En la puerta 2 se aplica la señal de conmutación o de muestreo con frecuencia fA = 8kHz. La señal analógica presente en la entrada 1 sólo aparecerá en la puerta 3 en el intervalo en que la señal de muestreo tenga nivel lógico 1; en este intervalo la llave estará cerrada. En el intervalo en que la señal de muestreo tenga nivel lógico 0 la llave estará abierta y no habrá señal en la salida. La señal analógica aplicada en la entrada 1 aparece en la salida "serruchada", en la velocidad de la señal de muestreo, modulada en PAM.

La señal PAM, como se ve en la figura 5, no es adecuada para la transmisión a larga distancia, pues en la etapa en que se encuentra está sujeta a distorsión de los pulsos, provocada por atenuación de fase y debido al ruido presente en el medio de transmisión.

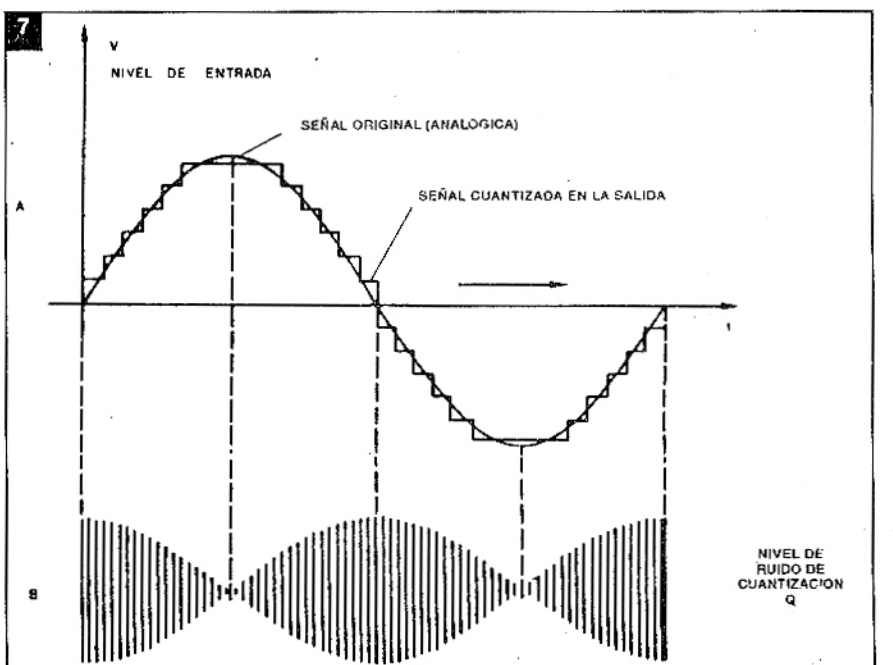
6. Cuantización

La cuantización consiste en convertir una señal analógica con amplitudes infi-

* Entendemos por canal de voz, un canal con banda ancha, ocupando el espectro de 20Hz a 20kHz, usado en la transmisión de música. El canal telefónico, a su vez, es definido como un canal de banda limitada, ocupando un espectro de 0,3 a 3,4 kHz. En este artículo, donde usamos la expresión "canal telefónico", nos estamos refiriendo a un canal con banda de 0,3 a 3,4kHz (figura 4).



Circuito de cuantización con redondeado de pulsos.



Curva de cuantización lineal y nivel de ruido resultante.

nitas, o no determinadas, en una señal digital con amplitudes finitas. La amplitud de cada pulso PAM es comparada dentro de diversos niveles discretos y, entre esos niveles, se elige el nivel más próximo de la amplitud de la señal en la entrada.

En la figura 6 tenemos una señal analógica muestreada en PAM, con 8 pulsos, siendo 4 con polaridad positiva y 4 con polaridad negativa. Las amplitudes de los pulsos PAM son redondeadas por el circuito de cuantización para los niveles de cuantización más próximos del nivel de la señal PAM en la entrada. Así, en el esquema mostrado en la figura 6, donde los desniveles de cuantización son de 1V, el pulso nº 1, con amplitud de entrada de aproximadamente 0,8V es redondeado por el circuito de cuantización al nivel de 1V en la salida. El pulso nº 2, con una amplitud de 2,54V, es redondeado para un nivel de 3V; lo mismo se hace con los demás pulsos de entrada. En este proceso, cuando la amplitud del pulso a ser cuantizado está ubicada exactamente entre dos niveles de decisión, por ejemplo 2,5 C V, el redondeado se hace siempre hacia el nivel de decisión superior más próximo, o sea, hacia 3V. En el ejemplo de la figura 6, así como en los demás ejemplos dados anteriormente, prevalece el redondeado siempre hacia el nivel de decisión inmediatamente superior.

Como podemos observar a través de la figura 6, debido al proceso de redondeado de la amplitud de los pulsos de entrada, los pulsos PAM recuperados en el lado de la recepción no serán más una reproducción fiel de los pulsos aplicados en la entrada. El proceso de cuantización, como vemos, provoca un pequeño deterioro en la calidad de la información recibida. La diferencia entre las amplitudes de los pulsos en la entrada y en la salida del circuito de cuantización induce un error, conocido como error de cuantización. Este error se manifiesta en la salida del sistema en la forma de ruido, llamado ruido de cuantización - "Q", semejante al ruido blanco.

El ruido de cuantización sólo se manifiesta en la presencia de la señal PAM; en ausencia de la misma, no hay ruido Q en la salida del sistema PCM.

En cuanto a la variación de los niveles de cuantización o niveles de decisión, las curvas de cuantización son clasificadas en lineales y no lineales como veremos a continuación.

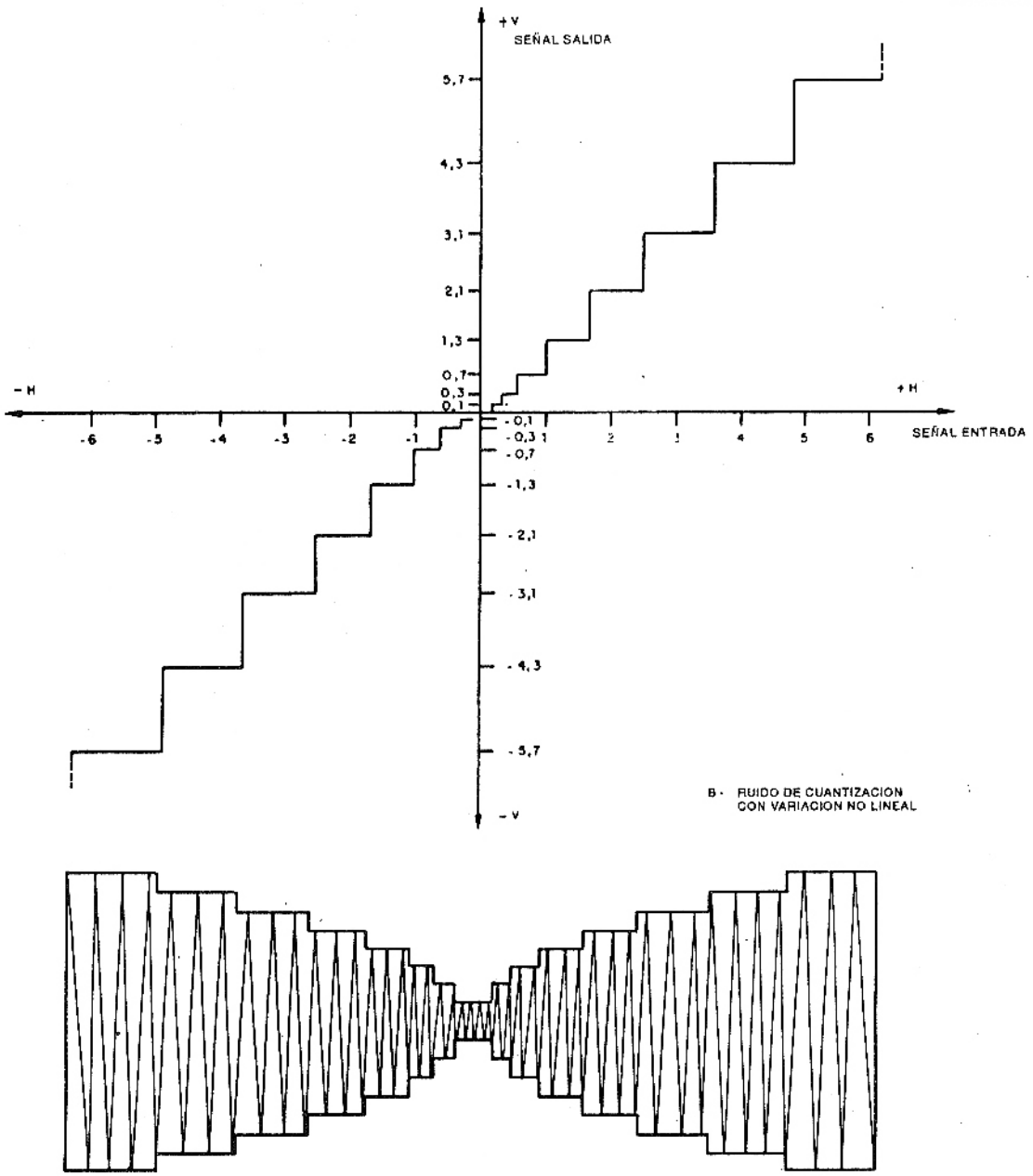
6.1 - Curva de cuantización lineal

En la cuantización lineal, la graduación del eje vertical, correspondiente a los niveles de decisión, obedece a una variación lineal, o sea, la graduación de los valores del eje Y es constante. Los intervalos son fijados en valores predeterminados, igualmente espaciados, como se ve en la figura 6. En la cuantización lineal, la relación señal/ruido (S/Q) empeora para los pulsos de baja amplitud, mejorando para los pulsos de mayor amplitud.

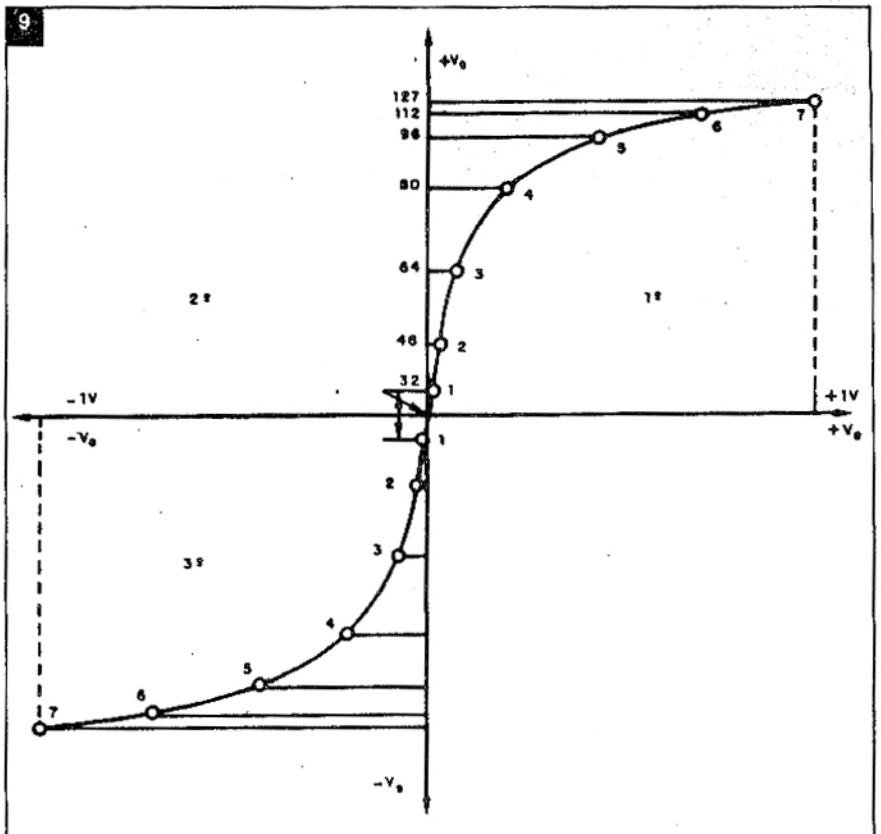
En la figura 7a tenemos una señal analógica siendo cuantizada y en la figura 7b tenemos el nivel del ruido Q resultante del error de cuantización de la señal muestreada. Como podemos observar, el nivel de ruido Q alcanza su valor máximo en los puntos donde la señal analógica pasa por el eje cero, región donde la señal analógica presenta baja amplitud. En los puntos donde la señal analógica alcanza su valor máximo, tanto positivo como negativo, el ruido Q alcanza su valor mínimo.

Lo expuesto puede ser ejemplificado de la siguiente manera: suponiendo que el pulso de entrada tenga una amplitud de 0,5V, la amplitud del pulso será redondeada hacia un valor inmediatamente supe-

8



Nivel de cuantización con variación no lineal.



Curva de cuantización con 13 segmentos.

rior, apareciendo en la salida con 1V; en este caso hubo un error de 50%, equivaliendo a un ruido muy elevado. En el caso de un pulso con amplitud en la entrada de 10,5V, éste aparecerá en la salida con una amplitud de 11V, correspondiendo a un error menor que el 5%. Como podemos ver, cuanto menor sea la amplitud del pulso PAM en la entrada, mayor será la amplitud del ruido Q y menor será la relación señal/ruido (S/Q) en este punto. Esto significa que en la cuantización lineal las muestras de baja amplitud son las más afectadas por el ruido y no los pulsos de grandes amplitudes.

Por otro lado, la amplitud media de la señal de voz, en una conversación telefónica normal, aplicada en la entrada del MUX-PCM (figura 3), tiene un nivel nominal de -15 dBm, pudiendo llegar en algunos casos a -40dBm, comprometido el uso de la cuantización lineal. En razón de eso la curva con variación lineal es poco usada en el sistema PCM, siendo más usada la curva con variación no lineal (hiperbólica o logarítmica). En esta última la relación señal/ruido es constante e independiente de la amplitud de la señal en la entrada del MUX-PCM, como veremos a continuación.

6.2 - Cuantización no lineal

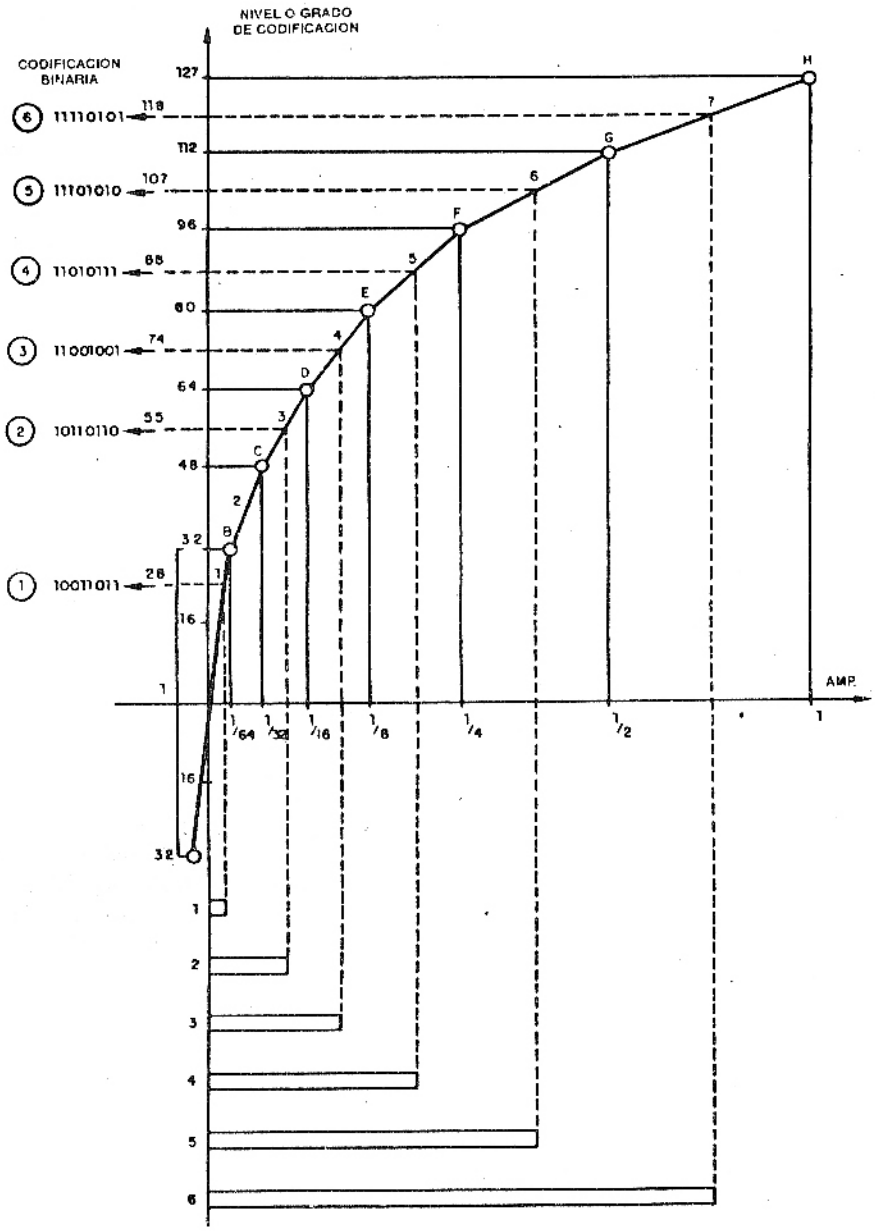
El sistema de transmisión PCM debe ser capaz de transmitir señales de voz con gran variación de amplitud (60dB o más), manteniendo una relación señal/ruido constante en toda la banda de variación. Para mantener la relación señal/ruido constante, las señales PAM de baja amplitud deben ser más reforzadas que las señales de mayor amplitud. Esta operación equivale a reducir la amplitud de los pulsos mayores y al mismo tiempo reforzar los pulsos de baja amplitud. En el sistema PCM esto se consigue haciéndose los intervalos entre dos niveles consecutivos más estrechos para niveles de baja amplitud y más espaciados para los niveles más altos.

En la figura 8 tenemos una curva de cuantización con variación no lineal; como podemos ver, los intervalos próximos al punto de cruce de los ejes son menores, y a medida que se alejan del mismo los intervalos aumentan. Observe también que no sólo los intervalos son menores, sino también los valores asumidos por cada intervalo. El nivel de ruido de cuantización, que es mostrado en la figura 8, aumenta a medida que se aleja del punto de cruce; lo mismo ocurre con la señal PAM. Como la amplitud de los pulsos PAM y el nivel de ruido aumentan en la misma proporción, significa que la relación señal/ruido (diferencia en dB entre la amplitud de la señal y del ruido) se mantiene constante.

Otra manera de representar la curva vista en la figura 8 es a través del gráfico de la figura 9, formado por 13 segmentos de rectas, incluyendo los dos cuadrantes. En el eje X o eje horizontal están representados los intervalos de cuantización o niveles de decisión en un total de 256 niveles, siendo 128 positivos y 128 negativos (28 = 256 = 128 + 128). Los puntos de intersección de los ejes X e Y forman 6 segmentos de rectas, proyectados en el 1° y 3° cuadrante. El segmento de recta N° 1 es común al 1º y 3º cuadrante, formando un solo segmento, totalizando 13 segmentos, de ahí la denominación de curva de 13 segmentos.

Como podemos observar en la figura 10, el segmento N° 1, está formado por 64 niveles, siendo 32 en el 1º cuadrante y 32 en el 3º cuadrante, lo que equivale a 64 segmentos. En el diagrama de la figura 10 está representado con detalles sólo la parte positiva de los segmentos, o sea, la parte que está dentro del 1º cuadrante de la figura 9. Los intervalos ubicados en el eje X para señales de pequeña amplitud son menores, equivaliendo a una variación logarítmica aproximada. Los intervalos próximos al punto de cruce de los ejes X-Y son bien pequeños, aumentando a medida que se alejan del cruce. Los segmentos 1 y 2 están casi en la vertical, quedando paralelos al eje Y; los pulsos de entrada, cuyas amplitudes están ubicadas en estos inter-

10



Representación detallada del 1º cuadrante de la figura 9.

valos, son reforzados, como por ejemplo el pulso Nº1; por lo tanto esta curva presenta una variación no lineal.

A su vez, para el segmento de recta Nº 7, a pesar de que el eje X en este intervalo presenta mayor variación, los pulsos cuya amplitud caen en este intervalo como por ejemplo el pulso Nº 6, no sufrirán casi ningún refuerzo. Como vemos, la curva de la figura 10 es una curva de transferencia no lineal, siendo por eso la más usada en la cuantización de las señales PAM/PCM.

En esta primera parte del artículo abordamos los principios fundamentales y los conceptos teóricos de la modulación por código de pulsos (PCM), "una de las técnicas más usadas en telecomunicaciones actualmente", desde el proceso de Multiplexación hasta la descripción de un Modulador PAM básico.

En la segunda parte, completaremos la teoría PCM, abordando los procesos de Codificación y Descodificación de las señales, velocidad y período de muestreo, multiplexación TDM de los canales telefónicos y formación de sistemas PCM de jerarquía superior. ¡Hasta entonces! ✪

ALINEAMIENTO DEL CANAL DE F. I. DE VIDEO

1ª Parte

Alineamiento es el término usado para designar la colocación de los transformadores sintonizados y de las trampas ("traps") de onda en el punto de funcionamiento adecuado. Alinear significa calibrar o ajustar la sintonía de los diversos transformadores y trampas de onda que forman parte del canal de F.I. de video de un televisor.

Por João Michel

Hay dos métodos usados para alinear el canal de FI de video. Uno es más práctico y simple, pero no da los mejores resultados. Este método deja mucho que desear, pero aun así es usado por los técnicos que no disponen de equipo adecuado como el Osciloscopio y Generador de Barrido. Este primer método es propio de los técnicos que disponen solamente de un generador de RF que alcance frecuencias tan altas como 50 ó 60MHz. Aquí también se hace necesario el empleo de un voltímetro electrónico o digital y de una fuente D.C. para polarización de los transistores de FI.

El segundo método es más sofisticado, pero más perfecto. Es el que usan los fabricantes de aparatos de TV y requiere instrumental que muchas veces no está al alcance de los técnicos reparadores. Se necesita el empleo del Generador de Barrido y Generador Marcador, además de Osciloscopio y fuente DC de polarización. Si bien este segundo método puede ser el más indicado y tal vez el único en términos de seguridad respecto a los buenos resultados que presenta, el primero puede usarse en casos donde solamente se requieren algunos retoques.

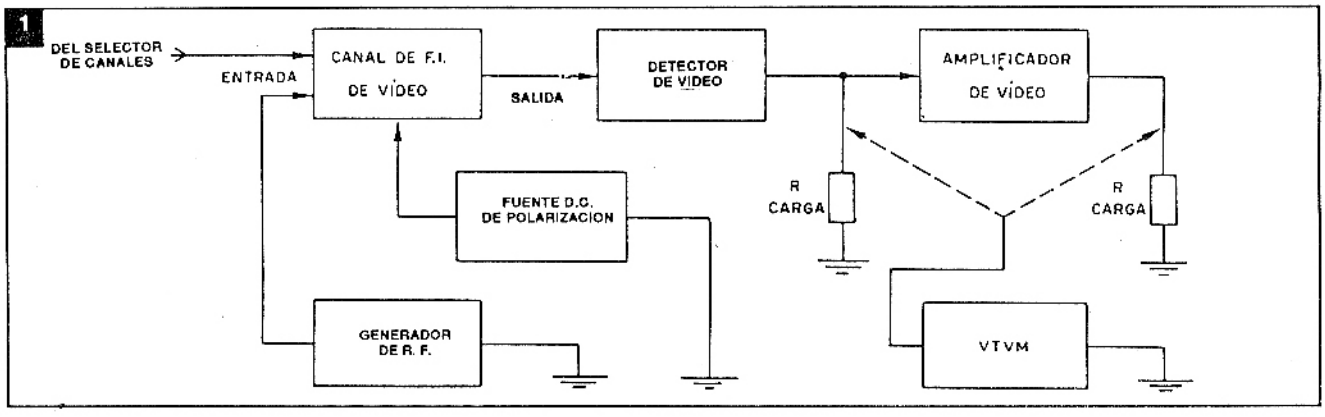
Se trata del caso de televisores que antes de ser enviados a reparación ya han pasado por las manos de algún supuesto "entendido". Para los aparatos recién fabricados no se recomienda el primer método.

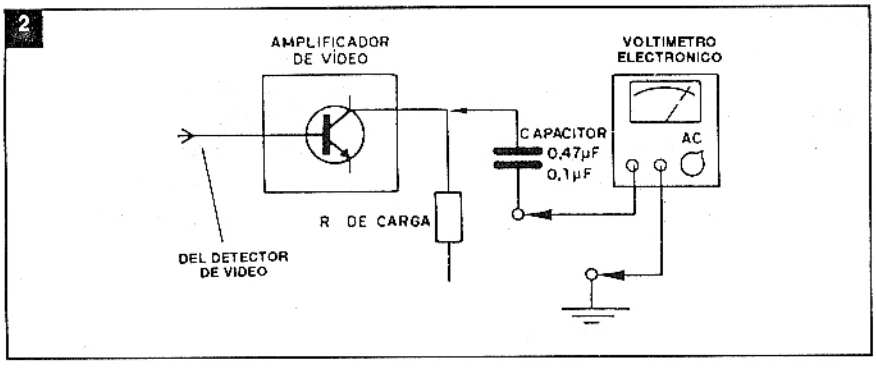
La figura 1 muestra un diagrama para conexión de los componentes que entran en el proceso de alineamiento descripto aquí como el primer método.

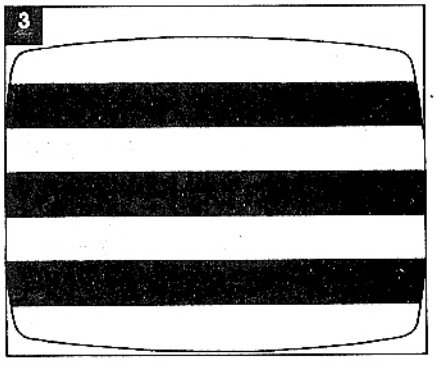
El Generador de RF es conectado en la entrada de la primera etapa del canal de FI de Video. La fuente DC de polarización es conectada entre la línea de C.A.G. y masa.

Su finalidad es cancelar el efecto de la tensión de CAG cuando la intensidad de la señal varía dentro del circuito de FI.

Se puede conectar un Voltímetro Electrónico (VTVM) en la salida del Detector de Video o en la salida del Amplificador de Video. La mejor opción es esta última, donde el voltímetro es conectado entre la placa de la válvula o colector del transistor Amplificador de Video o de luminancia y masa. El voltímetro es colocado para medición de tensión AC, y conectado a través de un capacitor de 47 ó 100nF, según







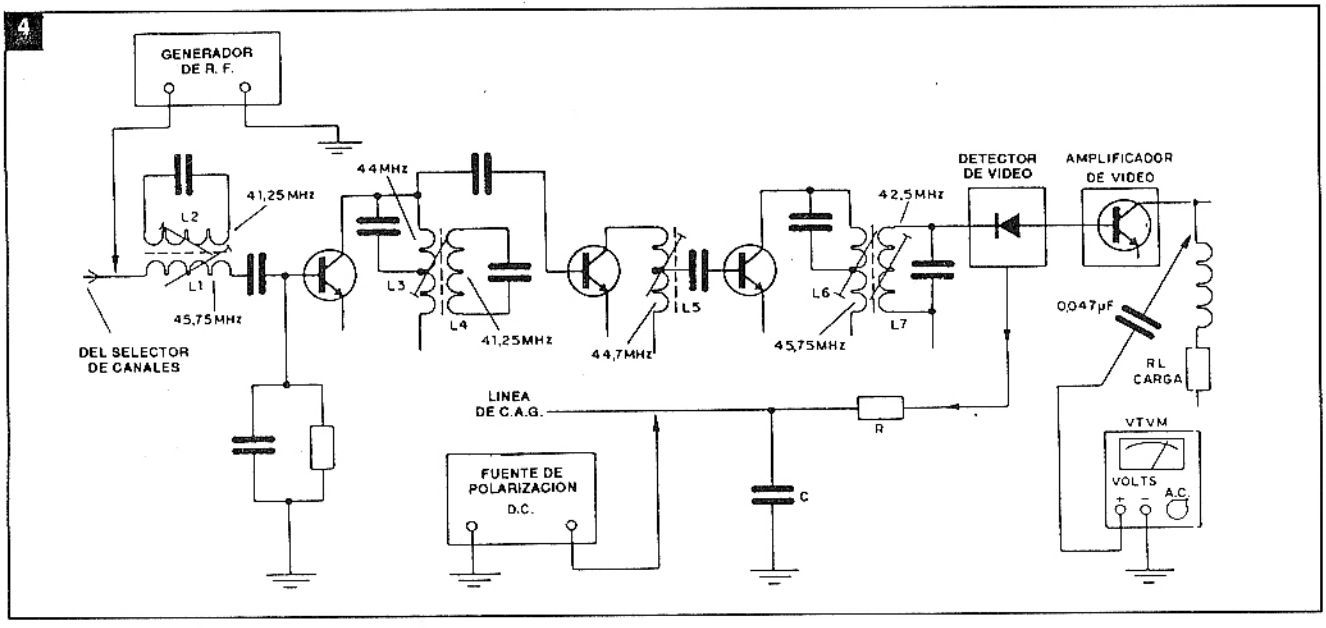
se indica en la figura 2.

El generador de RF, independiente de la frecuencia de RF seleccionada, debe ser conectado para modulación de AM interna (por ejemplo, 400Hz). El voltímetro estará midiendo la señal moduladora de baja frecuencia. Lo que estará midiendo el voltímetro es la intensidad de esta señal, que es cargada por la RF. Como es una señal alterna, entonces el voltímetro debe estar en la posición para recibir AC.

El capacitor sirve para aislar la tensión continua (DC) de polarización del circuito de video de la señal AC moduladora que es producida por el Generador de RF. La necesidad de la señal de RF de ser modulada por esa señal de baja frecuencia reside en el hecho de que un Voltímetro Electrónico común no permite la lectura de tensiones de RF tan altas como 40 ó 50MHz. Ocurre que los circuitos del canal de FI de video son receptivos solamente para señales de RF que caigan dentro de esa banda, no importando si están modulados o no. Entonces cuando se inyecta una señal de RF de, por ejemplo, 42MHz, modulada por otra de 400Hz y se sintoniza un transformador de FI para máxima respuesta de salida, esa operación estará siendo indicada en el Voltímetro Electrónico por la aguja, que se colocará para máxima deflexión.

La señal moduladora de baja frecuencia cargada por la RF estará representando a través de la lectura en el voltímetro la amplitud de la señal de RF que en el momento está atravesando aquel transformador. Una señal moduladora de 400Hz, que es la frecuencia más usada en los Generadores de RF, aparece en la pantalla del tubo de imagen como barras grises o negras horizontales, como muestra la figura 3. Una mayor amplitud de la señal produce mayor tensión en el voltímetro, y al mismo tiempo, barras más oscuras en la pantalla. De ahí que en casos extremos, donde no se dispone de un Voltímetro Electrónico, o incluso de un VTM de 20 KΩ/Volt, se recurre apenas a la presentación de las barras en la pantalla. Cuando se intenta hacer el alineamiento de un televisor de colores, usando este método, se debe llevar el control de saturación de color del televisor para la posición mínima, eliminando cualquier indicio de color en la pantalla. Esto permite una mejor visualización de las barras grises o negras en la pantalla.

Para ejemplificar mejor este proceso de alineamiento la figura 4 muestra un típico circuito del canal de FI de Video de un televisor blanco y negro. Las frecuencias indicadas en el diagrama son las indicadas por el fabricante del aparato y están indicadas en el esquema del mismo. Se debe seleccionar el Generador de RF para cada una de esas frecuencias, y cada uno de los respectivos transformadores de FI son sintoniza-



dos para máxima indicación de tensión en el Voltímetro.

La fuente de polarización DC debe ser ajustada para proporcionar una tensión entre 0,5 y 5 volt, como indica el fabricante del televisor. Esa tensión debe ser aplicada en la línea de CAG, como indica la figura 4.

El proceso de ajuste de los transformadores y "traps" del canal de FI sigue esta secuencia:

1. Coloque la llave selectora de frecuencias del Generador para posición 41,25MHz y ajuste L2 y L4 para mínima deflexión de la aguja del Voltímetro. Estos inductores están bobinados en la misma forma que L1 y L3 respectivamente. Estos inductores constituyen trampas ("traps") de onda sintonizados para el FI de Sonido de 41,25MHz. El nivel de señal para esa frecuencia debe ser de solamente 5% del nivel máximo de ganancia conseguido en el canal de FI. De ahí un ajuste para mínima salida en esa frecuencia.

2. Coloque la llave selectora de frecuencias del Generador para posición de 45,75MHz sin olvidarse, como en el punto anterior, de colocar la modulación de AM en fucionamiento. Ajuste L1 para máxima deflexión de la aguja del voltímetro.

3. Coloque la llave selectora de frecuencias del Generador para posición de 44,7MHz y ajuste L5 para máxima deflexión de la aguja del Voltímetro.

4. Coloque la llave selectora de frecuencias del Generador para posición de 44MHz y ajuste L3 para máxima deflexión en la aguja del Voltímetro.

5. Coloque la llave selectora de frecuencias del Generador para posición de 45,75MHz y ajuste L6 para máxima deflexión en la aguja del Voltímetro

6. Coloque la llave selectora de frecuencias del Generador para posición de 42,5MHz y ajsute L7 para máxima deflexión en la aguja del Voltímetro.

Con este ajuste está cerrado el alineamiento del Canal de FI de video.

Desconecte el instrumental del televisor y verifique la recepción para varios canales en funcionamiento. Observe, al girar la sintonía fina del Selector de Canales, si hay aparición de imágenes dobles o corridas, que evidenciarían oscilaciones en el circuito. Verifique también el contraste de la imagen. Cualquier desvío en los patrones medios de la recepción sugieren un reajuste de los circuitos o, por lo menos, un retoque en los mismos.

No olvide que este proceso sólo debe ser usado cuando ya se tiene la convicción de que los circuitos del Canal de FI están realmente desalineados, o no se dispone de instrumental apropiado para el alineamiento. Una conclusión errónea respecto al síntoma o defecto presentado, puede llevar al técnico a desajustar todo el Canal de FI de un televisor. El error puede ser desastroso, necesitando a continuación la intervención del fabricante o del taller autorizado para el mantenimiento del aparato.

En el siguiente artículo discutiremos el segundo método de alineamiento, que requiere Generador de Barrido y Osciloscopio, pero que debe ser elegido, siempre que sea posible. ✪

SINTONIZADORES DIGITALES EN VIDEOGRABADORES

Primera parte

Los modernos videograbadores, actualmente en el mercado, están equipados con sintonizadores de TV capaces de recibir hasta 155 canales diferentes. Los motivos por los cuales esto es necesario y la forma en que se logra este objetivo, son los temas de este interesante artículo.

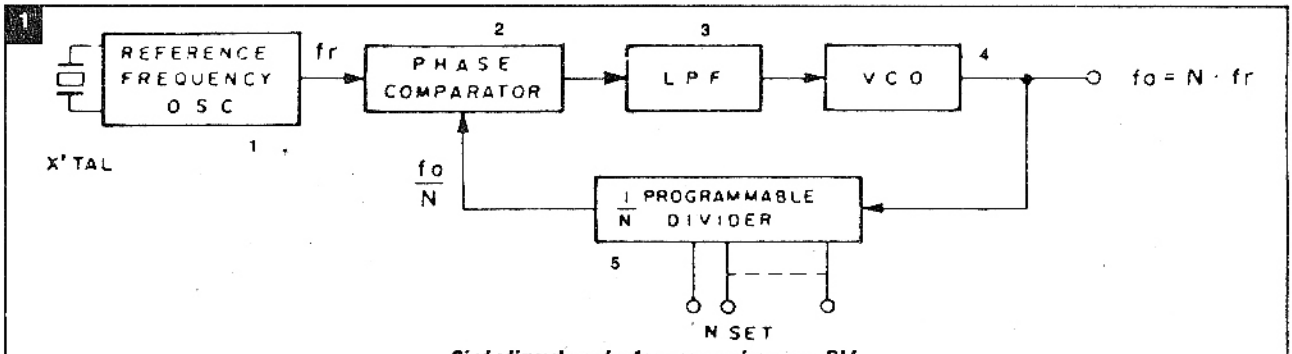
Por Egon Strauss

1) Requisitos de sintonizadores para videograbadores

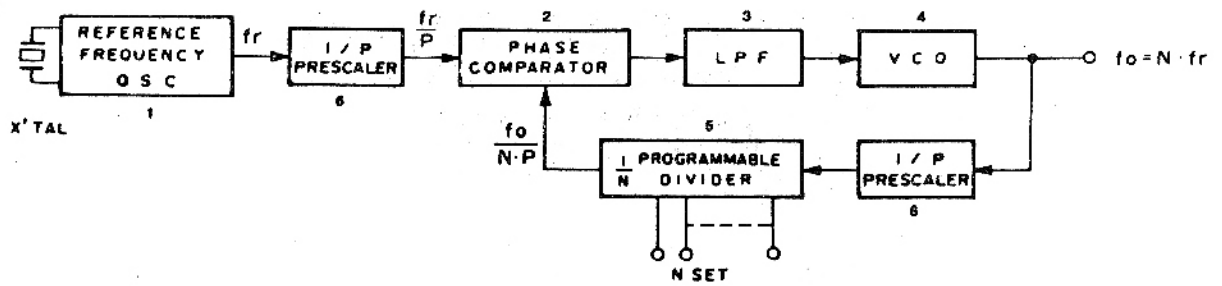
Los videograbadores que se encuentran en el mercado en la actualidad poseen exigencias de recepción de canales que pocos años atrás no existían aún. Hoy día el mercado mundial requiere que los videograbadores sean capaces de recibir no solamente los canales de TV de VHF del 2 al 13 y de UHF del 14 al 83, previstas por la normas N y M, vigentes en los países de América y también en otras partes del mundo, sino deben estar en condiciones de recibir también los canales de televisión por cable, tan difundidos en la actualidad. Estos canales ocupan bandas de frecuencia que están completamente fuera del alcance de los sintonizadores clásicos del tipo rotativo y aun de los sintonizadores del tipo Varicap convencionales. Tal es así, que con los canales abiertos y cerrados el sintonizador tiene que tener una cobertura ininterrumpida de 54 hasta 890MHz, con una cantidad de canales que supera ampliamente la cantidad de 100 y en algunos equipos puede llegar a los 155 canales. La distribución de los canales que se abarca en estas condiciones es la siguiente:

Banda baja de VHF (canales 2 al 6): 54 a 88MHz, Banda media de canales de circuito cerrado (00 al 22): 108 a 174MHz, Banda alta de VHF (canales 7 al 13) 174 a 216MHz, Banda Super de circuito cerrado (canales 23 al 36): 216 a 300MHz, Banda Hyper de circuito cerrado (canales 37 al 41): 300 a 330MHz, Banda de UHF (canales 14 al 83): 470 a 890MHz.

Los receptores de televisión comienzan recién ahora a tomar en cuenta esta cobertura tan amplia de canales, pero los videograbadores vienen preparados para esta cantidad de canales ya desde hace varios años.



Sintetizador de frecuencia con PLL.



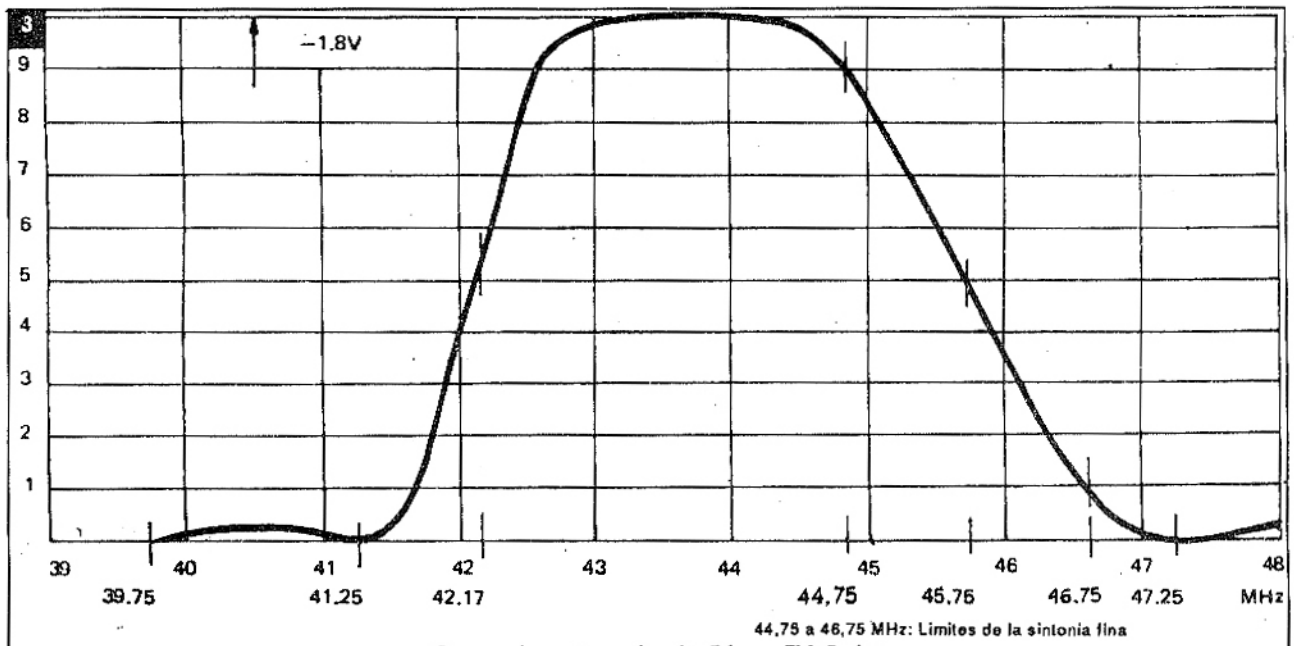
Sintetizador de frecuencia con PLL y prescalador.

Como ya habíamos manifestado es imposible, o al menos no muy práctico, usar los medios convencionales para este tipo de cobertura y por lo tanto se recurre a un concepto nuevo, el sintetizador de frecuencias que se usa en los sintonizadores digitales para este fin. A continuación nos ocuparemos más de cerca de este tipo novedoso de diseño y construcción.

2) El lazo de fase enganchada PLL (PHASE LOCKED LOOP)

La base de los nuevos tipos de sintonizadores es el lazo de fase enganchada, denominado universalmente PLL. Se trata de reunir en este tipo de sintonizador la exactitud de un cristal de cuarzo con la versatilidad que se requiere para una cobertura tan amplia como la que mencionamos más arriba. Se introduce así el concepto de sintetizador de frecuencia a base del PLL, tal como vemos en el esquema básico de la figura 1. Se observa en este esquema un oscilador a cristal (1) que genera una frecuencia de referencia, llamada f_r. Esta señal se compara en el comparador de fase (2) con una señal f_o/N cuyo origen veremos enseguida. El comparador de fase (2) debe producir sólo una tensión continua de control y por lo tanto todas las componentes de frecuencias altas, producidas en el detector de fase del bloque (2), son eliminadas por medio del filtro pasabajos (3). La tensión continua de control es aplicada ahora a un oscilador controlado por tensión (VCO), bloque (4), cuya frecuencia de salida $f_o = N \cdot f_r$. En esta expresión, N es un número entero optativo que se elige de antemano en el divisor de frecuencia programable (5). Debido a la acción del comparador de fase (2), esta frecuencia f_o tiene la estabilidad del cristal, mientras que el valor de su frecuencia depende del número N del divisor programable. Debido a las relaciones $f_o = N \cdot f_r$, y su consecuencia, $f_r = f_o/N$, vemos que f_o sólo puede cambiar en pasos iguales a múltiplos enteros de f_r. En un sintonizador de televisión, la frecuencia f_o debe ser la que corresponde al oscilador local, o sea la suma de la frecuencia de la portadora de video y de la frecuencia intermedia de video: $f_o = f_p + f_{FI}$.

Por ejemplo, para la recepción del canal 2, se necesita una frecuencia del oscilador local $f_o = 55{,}25 + 45{,}75 = 101$MHz. Si se admite pasos de 6,25kHz para la sintonía (f_r = 6,25kHz), el divisor N debe funcionar con un cociente de 16160. Esto es un valor muy alto, a pesar de tratarse del canal de TV más bajo y la realización de este tipo de división es relativamente lenta. Además existe una degradación de la relación señal-ruido con divisores de elevada cantidad de etapas, sin mencionar limitaciones de costos y de características de componentes. Para obviar estas limitaciones se recurre a un circuito con prescalador, como vemos en la figura 2. En este circuito se introduce entre el oscilador de referencia (1) y el comparador de fase (2) una etapa divisora de frecuencia, llamada prescalador (6) y una etapa idéntica se agrega también antes del divisor programable (5). El cociente del prescalador es 1/P que se agrega al cociente del divisor programable 1/N y la señal que entra en el comparador de fase desde la salida, $f_o = N \cdot f_r$, será $f_o/N.P$, donde N es el cociente del divisor programable y P es el cociente fijo del prescalador. En el ejemplo anterior, con el Canal 2, y f_o = 101MHz, obtenemos entonces un valor de $N = f_o/(P.f_r) = 101.10^6 / (8.6{,}25.10^3) = 2020$. Esto significa que el divisor programable sólo tiene que dividir por 2020 en lugar de 16160, con todas las ventajas que esto implica en cuanto a rapidez, relación señal ruido y costo. En este caso la tasa de cambio por pasos en la frecuencia del oscilador local será también ocho veces mayor, $P \cdot f_r = 8 \cdot 6{,}25 \cdot 10^3 = 50$kHz. Este valor corresponde a la frecuencia mínima aceptable para el funcionamiento en condiciones reales, ya que normalmente se admite en TV un rango de sintonía fina de unos 2MHz, capaz de trasladar la portadora



Curva de respuesta de F.I. en TV-Color.

de video sobre la parte recta de la pendiente de la curva de respuesta de F. I., como vemos en la figura 3. Esto se logra con el prescalador en el sistema PLL con 40 pasos, ya que $50 \times 10^3 \times 40 = 2MHz$.

En la realización práctica del sintetizador de frecuencia, es conveniente incluir otro contador más en el sistema, además del divisor programable (N) y el prescalador (P).

Este contador adicional, llamado SWALLOW COUNTER (contador que absorbe el "resto"), se basa en la siguiente premisa. El cociente del prescalador, P, es un número entero positivo y el cociente N del divisor programable, también. Por lo tanto podemos expresar que NP = N/P. Por otra parte, se puede expresar que el cociente N del contador programable, es $N = P.N_p + A$, donde A es el resto que pudiese quedar al dividir N por P.

En la figura 4 vemos entonces la combinación de los tres contadores que componen este sistema de sintetizador de frecuencia PLL. El prescalador (6) con su cociente 1/P que recibe la señal f_o del VCO (bloque 4) de la figura 2, el contador SWALLOW con su cociente 1/A y el contador programable (5) con su cociente 1/N. Matemáticamente es posible expresar las relaciones de estos tres contadores, de la siguiente manera: $N = (P \times N_p) + A$, donde A es, como vimos arriba el resto de la división de N/P. A esta expresión se puede agregar los términos (AP - AP) = 0, y entonces obtenemos $N = (P \times N_p) + AP - AP = A(P+1) + P(N_p - A)$.

Se observa que en esta ecuación se encuentran los miembros P y (P + 1). Esto define la acción del sistema con contador SWALLOW.

Los detalles operativos de este sistema son los siguientes: P y (P + 1) son los cocientes de división del prescalador. Se observa que se necesitan en este caso dos cocientes diferentes. Sin embargo, el costo de un procesador con dos cocientes de división de baja frecuencia, es menor, más sencillo y de mejor relación señal-ruido, que el uso de un único divisor programable de alta velocidad que sería necesario como alternativa.

A: Es el valor del cociente del SWALLOW COUNTER. Este es el valor con el cual se modifica el cociente del prescalador. Además indica el valor mínimo del cociente de división del sistema.

N_p: Es el cociente del contador programable que también indica el valor máximo del cociente de división del sistema.

El funcionamiento del sintetizador de frecuencia PLL con el contador SWALLOW es el siguiente: 1) Primero se fija el valor de A en el SWALLOW COUNTER y N_p en el contador programable. El cociente de división del prescalador es en este caso (P + 1), que cuenta los pulsos de entrada.

2) Cuando el SWALLOW COUNTER llega con el conteo al valor A (P + 1), el contador se pone en cero y el cociente de división del prescalador se transforma en P. El SWALLOW COUNTER permanece en cero hasta que recibe una señal PE (PRESET ENABLE), como está indicado en la figura 4.

3) El contador programable que contó de acuer-

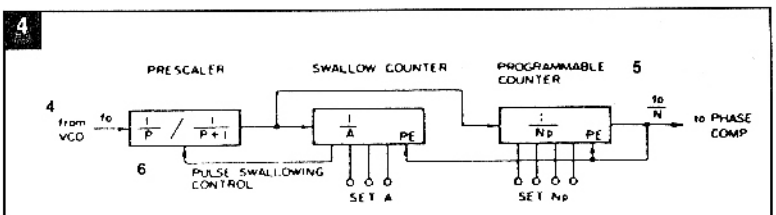


Figura 4. El contador A (SWALLOW COUNTER).

do al cociente A, vuelve a contar el resto de los pulsos de (N_p - A). Como el cociente del prescalador es 1/P, la señal PE se apaga cuando el contador llega a cero después de contar los pulsos de entrada de P(N_p - A).

Al repetir los pasos 1) al 3) se efectúa la división de N = A(P + 1) + P (N_p - A) = P.N_p + A.

Para ordenar todas estas operaciones es necesario disponer de un ordenador o microprocesador que posee una determinada capacidad de bits que debe ajustarse a las necesidades del sistema. Estas necesidades pueden variar según el tipo de equipo en donde debe funcionar, por ejemplo un videograbador o televisor con capacidad para 155 canales o un receptor de radio con 15 bandas de onda corta y larga y FM. En el caso que nos ocupa aquí, el videograbador, se usa un contador SWALLOW de 5 bits y un contador programable de 10 bits. El cociente de división del prescalador debe ser modificable de 1/256 a 1/264.

La frecuencia de referencia es de 6,25kHz y de ahí surge el cociente N del contador programable, de acuerdo al cálculo que habíamos efectuado más arriba con la siguiente fórmula: N = (f_p + f_{FI}) /P. f_r, en donde (f_p + f_{FI}) = f_o = frecuencia del oscilador local del sintonizador.

Los demás símbolos de esta ecuación son: f_p = portadora de video, f_{FI} = F. I. de la portadora de video (45,75MHz), P = cociente del prescalador (8 en nuestro caso), f_r = frecuencia de referencia, N = cociente del divisor programable (diferente en cada canal), f_o = frecuencia del oscilador local.

En el ejemplo numérico para el canal 2, habíamos obtenido un cociente de N = 2020. Este número, necesariamente, tiene que entrar en el microprocesador en forma digital, usándose para ello el sistema numérico hexadecimal. De este tema, sin embargo, nos ocuparemos en la segunda parte del presente artículo. ✪

CONTROLES DE TONO

Los controles de tonos son circuitos que se encargan de modificar la respuesta en frecuencia del amplificador con el objeto de compensar las deficiencias de los micrófonos, salas de audio y parlantes. Si estos elementos fuesen perfectos, el equipo reproduciría exactamente la onda acústica original y no sería necesario el control de tonos.

Por Luis H. Rodríguez

Un control de tonos "ideal" sería aquel que permite variar la ganancia del amplificador para cualquier frecuencia del espectro audible a los límites que fije el usuario, de forma tal de conseguir una respuesta perfectamente plana sin importar la respuesta en frecuencia del transductor de entrada.

El control de tonos que se asemeja al ideal por ser casi perfecto se denomina "control de contorno" pero técnicamente se lo conoce como "Ecualizador Gráfico" que utiliza un gran número de variables (potenciómetros generalmente) que operan independientemente sobre partes distintas del espectro audible.

Generalmente, estos elementos variables son controles deslizantes, tal que su forma relativa para un caso particular se asemeja bastante a la curva de respuesta en frecuencia del equipo, lo que permitirá que los parlantes reciban una señal eléctrica plana para toda la banda de audio.

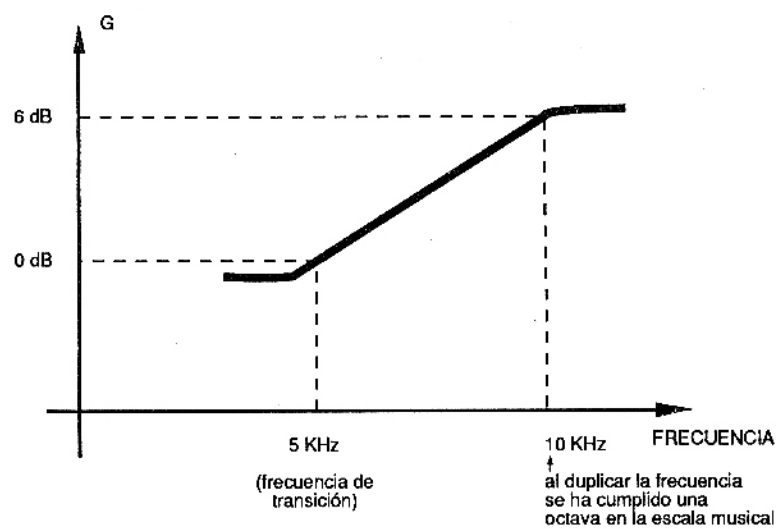
Debe tenerse cuidado en la manipulación de estos controles pues puede ocurrir que la sala utilizada absorbe bastante las señales de baja frecuencia y muy poco los tonos altos, en ese caso se debe realzar los bajos y atenuar los altos; pero las circunstancias pueden ser otras y la posición de los controles también cambiará. Por lo tanto, en manos de aficionados este tipo de equipos no es efectivo pues hay que tomar en cuenta varios aspectos para la perfecta puesta a punto en cada caso.

Si se dispone de instrumentos de medida puede conseguirse que el ecualizador gráfico rinda en todo su potencial aunque no se cuente con gran experiencia.

Los controles de tono pueden atenuar o enfatizar señales de frecuencias determinadas en un rango variable entre ±10dB y ±20dB. No es necesario contar con refuerzos o atenuaciones superiores ya que se desea contar con un sistema que corrija la respuesta en frecuencia del amplificador y no que introduzca distorsiones.

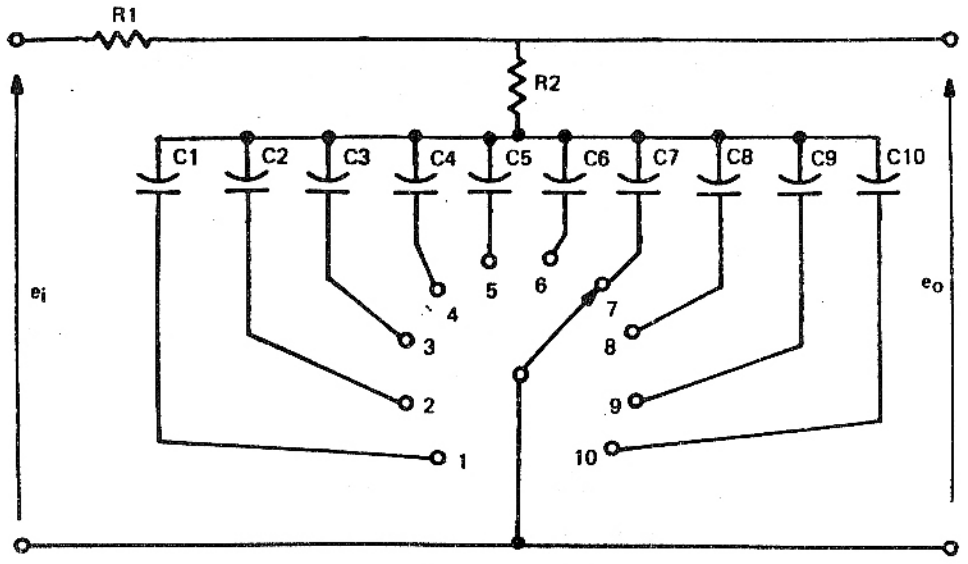
Existen dos factores fundamentales que definen al control de tonos a saber: a) Frecuencia en la cual el control comienza

1



Un sistema de control de tono posee generalmente una variación lineal de la ganancia con la frecuencia.

2



Red atenuadora variable por pasos.

a operar; b) Cantidad de refuerzo o atenuación que puede suministrar el control para cada frecuencia.

Lo ideal es que estos factores puedan seleccionarse independientemente, pero esto es caro y sólo lo utilizan determinados equipos profesionales.

En general se utilizan sistemas cuya ley de variación de ganancia con la frecuencia es una recta de pendiente determinada (normalizada) cuya frecuencia de inicio de funcionamiento se selecciona por el control de mando.

Ejemplo 1:

Se tiene un control de tonos que eleva la ganancia para señales de alta frecuencia que opera entre 5kHz y 10kHz con una pendiente de 6dB por octava a partir de la frecuencia de transición. Esto quiere decir que cada vez que se duplique la frecuencia correspondiente a una octava en la escala musical, la ganancia se duplicará (figura 1).

Un buen control de tonos se utiliza para efectuar pequeñas correcciones en la respuesta en frecuencia, como por ejemplo realzar los graves o atenuar un pico en la zona de los agudos.

Cuando los controles de tono se encuentran en la mitad del recorrido no introducen ninguna modificación en la respuesta en frecuencia, por lo tanto al efectuar alguna grabación, dichos controles deben estar en la posición central (no realza ni atenúa).

Los controles de tono deben diseñarse para que el movimiento en el control de agudos no modifique la respuesta en bajos y viceversa.

Existen dos tipos bien definidos de controles de tono:

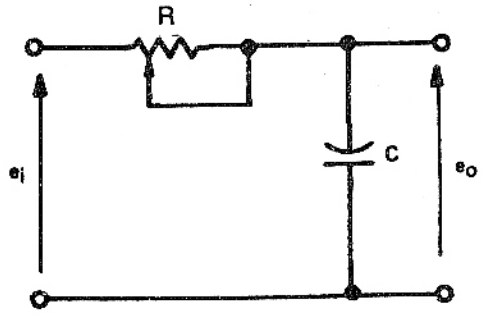
a) Control de Tonos Pasivo, b) Control de Tonos Activo.

La red pasiva se instala entre dos etapas amplificadoras, trabajando con un nivel de señal elevado (1 volt), mientras que la red activa forma parte de un lazo de realimentación del preamplificador.

Controles de Tono Pasivos

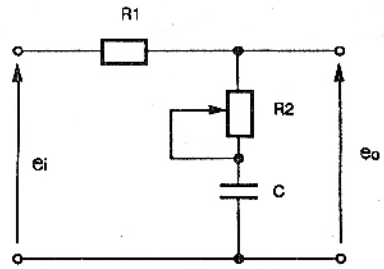
Los controles pasivos de tono consisten en un conjunto de resistores y capacitores asociados (los resistores generalmente son potenciómetros) que atenúan en general todas las frecuencias para luego enfatizar una posición del espectro au-

3



Red atenuadora pasabajo continuamente variable en un rango preestablecido.

4



R1 fija la frecuencia de transición y R2 varía la pendiente de atenuación del filtro.

dible, ya que se atenúa a esta zona menos que al resto.

Un control de tonos pasivo por pasos (figura 2) consiste en seleccionar un capacitor por medio de una llave selectora, luego en función del capacitor elegido variará la constante RC del circuito y con ella, la respuesta en frecuencia de la relación Co/Ci de la figura 2.

Si se desea que la variación en la respuesta del control sea continua en lugar de cambiar capacitores, se utiliza un potenciómetro como elemento de ajuste, lo cual permite un rango de operación previamente establecido como muestra la figura 3.

En este caso, al variar R, varía la frecuencia de transición del filtro, pero es de construcción sencilla y económica.

Si se desea mantener constante la frecuencia de transición (punto en que comienza a actuar el filtro) y variar la pendiente de actuación, al filtro de la figura anterior se le realiza una pequeña modificación que consiste en intercalar un resistor variable en serie con C que controlará la pendiente de atenuación del filtro (figura 4).

En el circuito mostrado en la figura 4 la frecuencia de transición está dada por R1 y C mientras que R2 define la pendiente de atenuación del circuito. Por ejemplo, si R2 = ∞ se supone que el circuito no atenúa ninguna frecuencia ya que no hay camino a masa para ninguna señal. Si R2 = Ωr, la pendiente de atenuación la define R1 y C.

En el circuito de la fig. 5, la frecuencia de transición se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$ft = \frac{1}{6{,}28 \times C \times R'1}$$

Donde:

Ft = frecuencia de transición en Hertz
C = capacidad en Farad
R'1 = Resistencia conectada en serie con la señal dada en OHM

Debemos tener en cuenta, que en esta fórmula R'1 será la suma de R1 y la resistencia interna de la fuente generadora de señal.

Para obtener la pendiente de operación deseada se utiliza la gráfica mostrada para este tipo de circuitos, donde R2 se calcula a partir del valor de R'1 y de la pendiente elegida. Para dar un caso general, en la gráfica se han dibujado los valores expresados en múltiplos de ft:

Ejemplo 2: Calcular la frecuencia de transición y la pendiente de atenuación de un filtro pasivo pasa bajos con los siguientes datos: R'1 = 31.800Ω; R2 = 10.600Ω; C = 0,01μF.

Reemplazando valores:

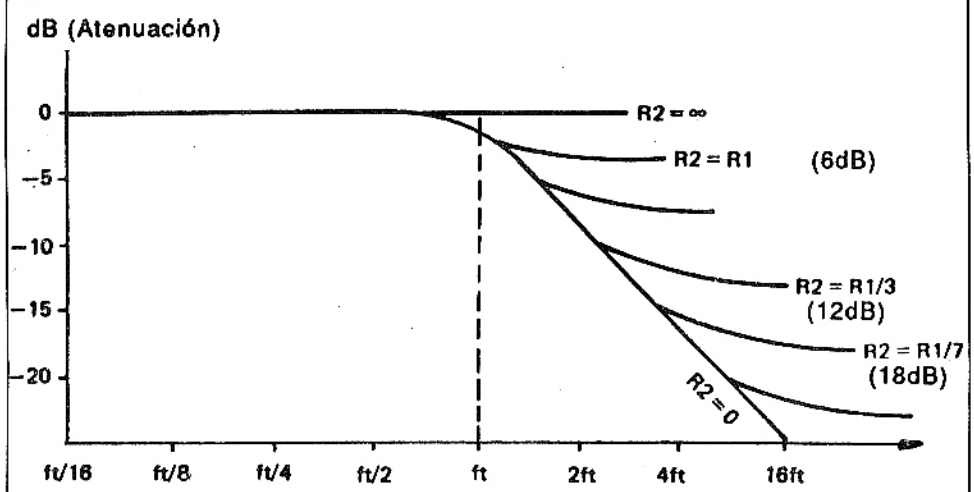
$$f = \frac{1}{6{,}28 \times 31.800 \times 0{,}01 \times 10^{-6}} \cong 500Hz$$

$$Pte = \frac{R2}{R'1} = \frac{10.600\Omega}{31.800\Omega} = \frac{1}{3} \Rightarrow 12dB/octava$$

Corresponde a un filtro con una atenuación de 12dB por octavas con una frecuencia de transición de 500Hz.

En el próximo número continuaremos con este artículo analizando una red pasa altos y los controles de tono activos. ✪

5



Respuesta en frecuencia de un control de tonos pasivo con pendiente de actuación variable con el ajuste de un potenciómetro.

AMPLIFICADOR DE RADIOFRECUENCIA

La mayoría de las etapas que integran los equipos transmisores son amplificadores, inclusive las etapas osciladoras que pueden considerarse como amplificadores que poseen realimentación positiva. Es preciso, por lo tanto, analizar los distintos tipos de amplificadores que integran un receptor y que en su mayoría manejan señales de RF.

Por Luis H. Rodríguez

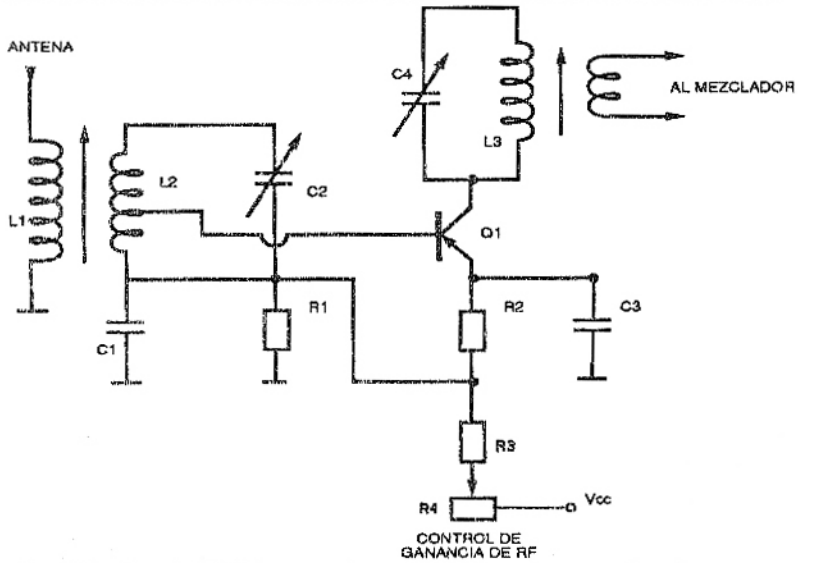
El amplificador de radiofrecuencia de entrada

Los receptores portátiles de AM, por ser de bajo costo, generalmente se diseñan sin el amplificador de RF de entrada. Esto es posible en zonas urbanas ya que las estaciones locales transmiten señales fuertes con lo cual el receptor no debe ser de alta calidad para recibir y procesar dicha señal.

Al suprimir el amplificador de RF (Radio Frecuencia) por razones de economía, se evita una etapa del circuito y además se precisa un condensador variable con una sección menos, es decir, solamente de dos secciones.

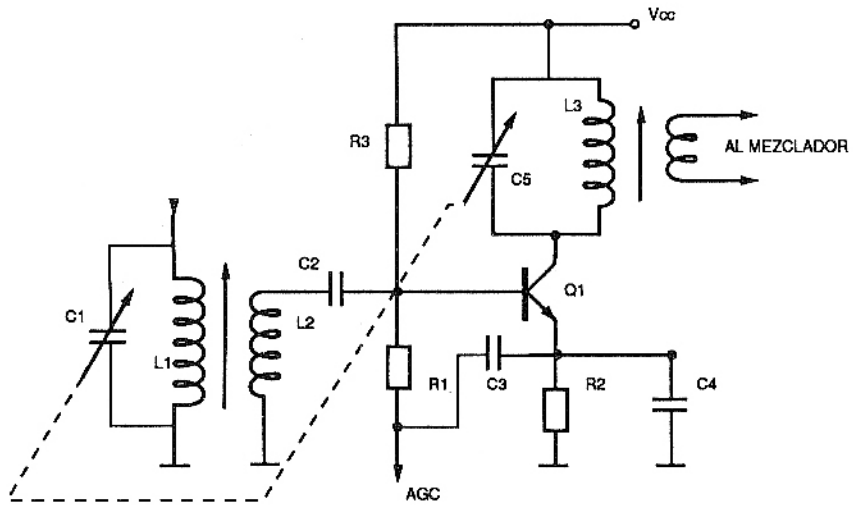
De igual manera los receptores de buena calidad utilizan un amplificador de RF a la entrada con numerosas ventajas como ser que posee mucho menos ruido interno que una etapa mezcladora con lo cual el nivel de señal ingresante al mezclador es mayor sin aumentar demasiado el ruido mejorando así la relación señal/ruido de la señal diferencia a la salida del sintonizador.

1



Amplificador de RF típico, usado en receptores de comunicaciones

2



Como en los receptores comerciales, la señal de RF suele ser fuerte, deben introducirse algunas variantes en el amplificador.

Con amplificador de RF la sensibilidad del receptor aumenta. Un receptor de AM convencional requiere una señal de entrada mayor que el ruido producido a la entrada de la primera etapa; como el ruido en la etapa de RF es menor que en la mezcladora, se deduce que menor señal se requerirá para su procesamiento en receptores que incluyan un amplificador de RF (figura 1).

En la figura 1 puede obsevarse el circuito de un amplificador de RF típico usado en receptores de comunicaciones comerciales. En estos casos se debe tener en cuenta que la señal de RF puede ser extremadamente pequeña ya que es probable que haya recorrido medio mundo; por esta razón se debe polarizar al transistor amplificador en su punto óptimo de las curvas características usando para ello un potenciómetro que suele denominarse "control de ganancia de RF" (que nada tiene que vencer con el control de volumen de la etapa de audio).

A través de L1 se capta la señal de RF que es sintonizada mediante L2-C2. Una porción de la señal sintonizada se amplificará a través de Q1, notando que se toma una derivación de L2 para que exista máxima transferencia de energía. R1, R2, R3 y R4 polarizan al transistor y C1 es un condensador de paso que envía a masa la señal de RF para que no se desarrolle sobre R1 y así toda la señal ingresará a la base del transistor.

C4 que está en tándem con C2, sirve para sintonizar, junto con L3, al colector en la frecuencia de la señal deseada.

En los receptores comerciales, en general, la señal presente en antena es más fuerte y puede ser necesario reducir el nivel de la misma antes de su posterior tratamiento. Por lo tanto puede haber algunas variantes respecto del circuito anterior como el de la figura 2.

Note el agregado de una señal de AGC que se entiende como una "realimentación negativa" que bajará la ganancia del amplificador en caso de que la señal de RF sea muy fuerte. La tensión de AGC es generada en la etapa detectora y es proporcional a la potencia de la portadora de la señal de RF presente en la entrada.

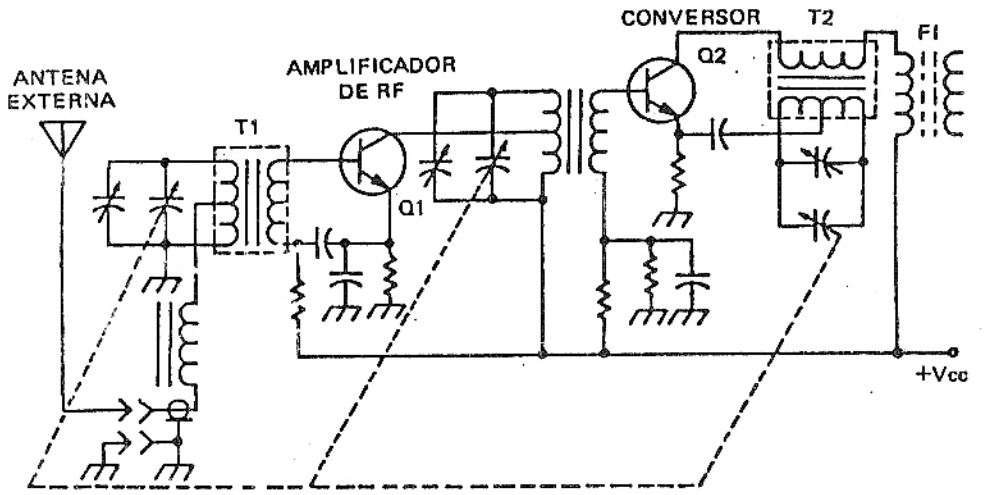
El inconveniente de este sistema es que aun una señal muy débil genera una tensión de AGC lo cual en alguna medida resulta un castigo para la señal.

Antena externa

La mayoría de los receptores comerciales "profesionales" no incluyen antena con varilla de ferrite empleando para captar la señal una antena externa. Varias son las razones, por ejemplo que la señal es muy débil y la antena debe colocarse en una posición estratégica, además, el receptor podría colocarse en un automóvil donde la carrocería del vehículo constituye un blindaje eficaz que no permitiría el ingreso de una señal desde el exterior.

Siempre que se emplee una antena externa se utiliza un transistor amplificador de radiofrecuencia al cual se debe adaptar la antena ya que ésta no se puede acoplar directamente pues la impedancia de antena es muy baja comparándola con la impedancia de entrada

3



Los receptores profesionales poseen antena externa y amplificador de RF.

del transistor. Para lograr esta adaptación, el capacitor "trimmer" de antena, se emplea como elemento de ajuste para permitir la máxima recepción cuando se sintoniza una emisora débil (figura 3).

Recuerde que la inclusión de una etapa de RF amplificadora permite mejorar la relación señal-ruido en el circuito de entrada, ya que el transistor trabajando como amplificador genera menos ruido que si estuviera trabajando como mezclador o conversor, si a este hecho le agregamos la ventaja de la inclusión de una antena externa para captar mejor la señal, se obtiene una excelente sensibilidad, lo cual es una ventaja muy importante cuando se trata de receptores que deben trabajar en condiciones críticas.

En la figura anterior, Q1 actúa como amplificador sintonizado de RF y Q2 como transitor conversor. Se trata de una etapa de radiofrecuencia clásica en receptores de automóvil, donde la señal sintonizada en antena se entrega a la base de un transistor amplificador de RF cuya salida se aplica a la entrada del sintonizador propiamente dicho.

La inclusión del amplificador de RF permite mejorar el problema que ocasiona la modulación cruzada de emisoras.

Modulación cruzada de emisoras

Supongamos colocar un receptor de comunicaciones en las cercanías de una emisora "B". Si se desea sintonizar una emisora radial "A" distante pero cuya frecuencia es cercana a la de la portadora de la emisora B, es probable que existan interferncias (las de la emisora B). Si las señales en antena de la emisora B son muy fuertes pueden llegar a demodularse directamente en el transistor mezclador y a su vez la información de esa emisora puede modular a la portadora de la emisora que se estaba sintonizando (emisora A).

Lógicamente este efecto provocará interferencias y se lo puede reducir si el amplificador de RF posee un control automático de ganancia que permita reducir el nivel de señal de las emisoras para que no se produzca esta modulación cruzada.

En resumen, el amplificador de RF proporciona al receptor ventajas y desventajas. Como ventajas podemos mencionar las siguientes:

a) Bajo ruido de entrada.
b) Mejor rechazo de frecuencia imagen.
c) Proporciona mayor sensibilidad.
d) Permite un acoplamiento eficiente con la antena.
e) Proporciona mayor selectividad al aumentar el rechazo de los canales adyacentes.
f) Aisla el oscilador local de la antena.

Por supuesto la principal desventaja radica en el costo adicional que significa colocar una etapa más en el receptor. ✪

CURSO BASICO DE TELEVISION

Este curso está destinado, principalmente, a los que terminaron el Curso General de Electrónica y a todos los que necesitan una formación inicial antes de pasar a los artículos que publicamos sobre el tema o a libros de alto nivel.

Cómo transmitir imágenes

Los micrófonos pueden captar ondas sonoras y convertirlas en señales eléctricas, las cuales modulan las ondas de radio y pueden ser transmitidas, así, a la distancia. Para recuperar los sonidos, basta amplificar las corrientes eléctricas y aplicarlas en parlantes que se encargan de su reproducción.

¿Se puede hacer lo mismo con las imágenes?

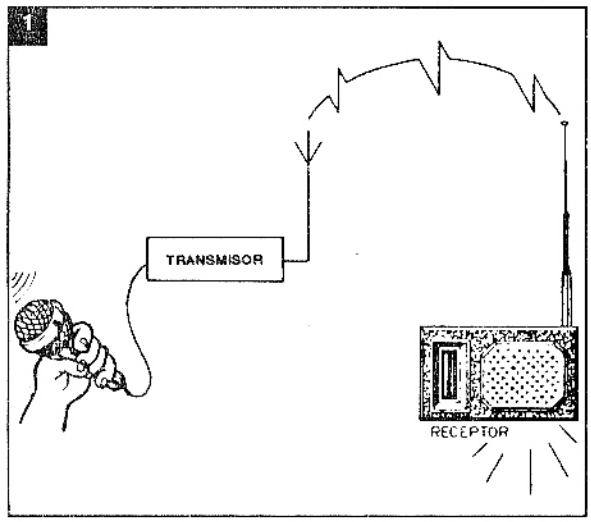
Naturalmente el lector sabe que sí, pues todos poseen aparatos de TV en su casa. Pero es necesario comprender bien el mecanismo...

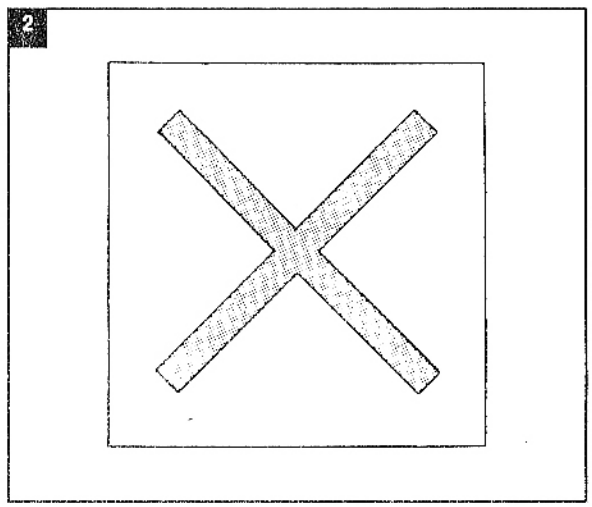
Una imagen es mucho más compleja que un sonido, lo que exige más que un simple transductor, tipo micrófono, conectado a un transmisor.

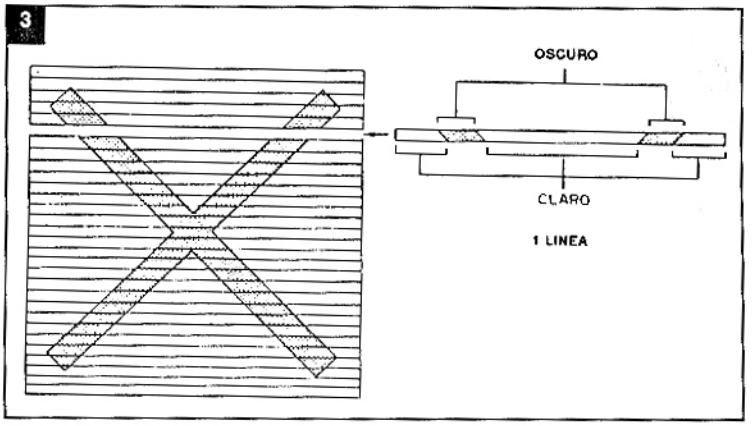
La información correspondiente al sonido tiene solamente una dimensión: la onda incide de modo constante sobre el micrófono, variando con el tiempo. Una imagen no. La misma tiene dos dimensiones (¡en verdad tiene tres, pero todavía no tenemos televisión tridimensional!) y esto plantea un serio problema para su captación.

Si tuviéramos una imagen correspondiente a una X, como muestra la figura 2, para transmitirla nuestra primera preocupación sería reducir sus dimensiones, o sea, convertirla en una imagen de solamente una dimensión, o también, en una forma diferente.

Este recurso que usamos es también emplea-







do cuando deseamos copiar un dibujo muy complicado. En lugar de tomar el dibujo como un todo, lo dividimos en sectores, como muestra la figura 3.

Después, "barremos" la figura, copiando cada sector, o cada cuadradito separadamente, lo que es mucho más fácil. Juntando los cuadraditos, tenemos la recomposición del diseño.

Del mismo modo, en televisión, para transmitir la imagen lo que se hace, en primer lugar, es la descomposición en líneas que poseen claros y oscuros, y es esta información la que es llevada a su televisor, donde se la recompone.

Si puede examinar de cerca un televisor en blanco y negro, verá que la imagen está formada por 625 líneas paralelas horizontales, que presentan claros y oscuros.

Lo importante en este sistema es que nuestra vista no percibe realmente las líneas, y sí la imagen en su totalidad, siempre que el número de líneas usado sea suficientemente grande.

Nuestra vista posee una característica, que se llama capacidad de resolución, que nos impide distinguir objetos separadamente si hay entre ellos distancias muy pequeñas. Dos puntos dibujados en una hoja, se ven como uno solo (fundiéndose) si alejamos esta hoja de nuestra vista hasta una cierta distancia.

Volviendo al problema de la transmisión de la imagen, todo lo que necesitamos entonces es un sistema que "explore" la imagen en líneas horizontales, transmitiendo las informaciones de claros y oscuros, que permita su recomposición en un aparato distante.

Para que tengamos una imagen de buena definición, o sea, que sean visibles detalles pequeños, será necesario un cierto número de líneas, que en el caso de la TV en Argentina es de 625.

Pero esto no es todo. Recuerde que una imagen de TV normalmente está en constante movimiento.

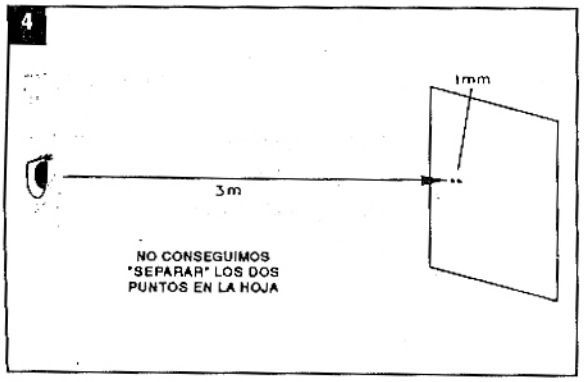
Si la "exploración" de la imagen fuera muy lenta, cuando llegamos a su final, el objeto que estamos enfocando ya cambió de posición.

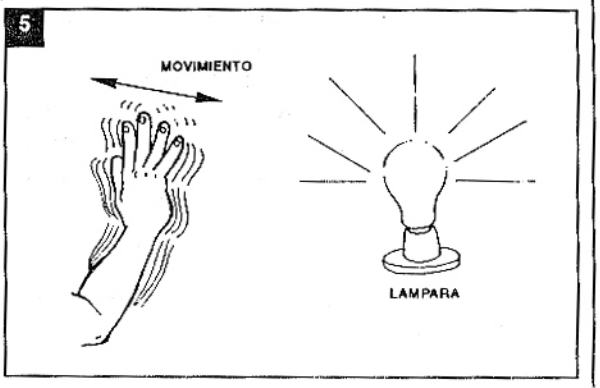
La solución para obtener el movimiento, o sea, para poder transmitir imágenes en movimiento, es la misma adoptada en el caso del cine y basada en la persistencia retiniana.

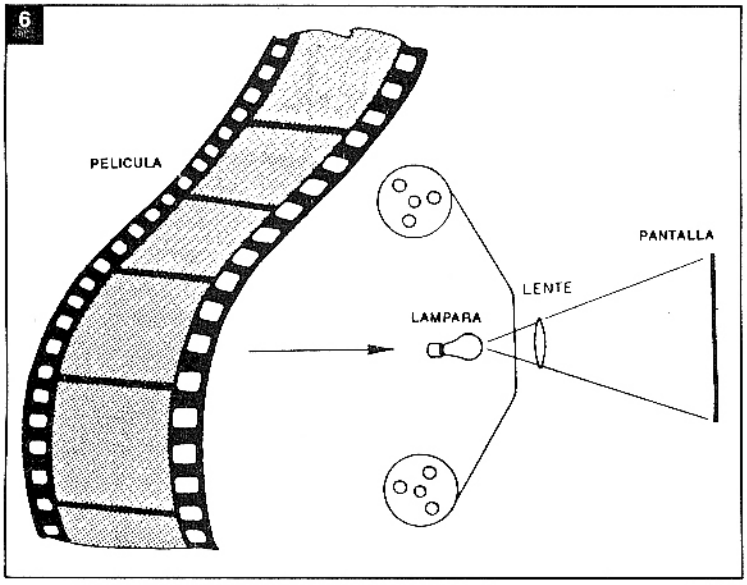
Del mismo modo que nuestros ojos no pueden separar puntos muy cercanos en una imagen, también sufren una cierta "confusión temporal", o sea, no pueden distinguir dos fenómenos sucesivos muy próximos.

Si usted pasa su mano muy rápidamente delante de una imagen, interrumpiéndola varias veces, su vista no conseguirá ver esta interrupción y "compondrá" la imagen.

Una lámpara que guiñe rápidamente en una frecuencia mayor que 10Hz, o sea, 10 guiños por segundo, no podrá ser vista como una sucesión de destellos, sino como si estuviera encendida continuamente, pues nuestra vista no puede







distinguir guiños sucesivos a menos de 0,1 segundo.

El cine aprovecha este hecho, del siguiente modo:

Para que tengamos la sensación de movimiento en las imágenes proyectadas, basta hacerlo con gran velocidad. Una película cinematográfica no es más que una sucesión de fotografías (quietas) que son proyectadas rápidamente, de modo que percibimos las alteraciones de una a la otra como movimiento, pero no vemos el pasaje de una a otra. Vemos solamente que la escena se va modificando continuamente.

En el caso del cine, la proyección se hace a razón de 24 cuadros por segundo.

En la televisión, la transmisión se hace a razón de 50 cuadros por segundo.

En suma, en cada "cuadro" se debe tener la exploración completa de la imagen que se convierte en claros y oscuros, los cuales modulan el transmisor en forma de menor o mayor tensión, y ese cuadro es recompuesto en la pantalla de su televisor.

La sucesión rápida de cuadros no es percibida por nuestra vista y tenemos la sensación de una imagen que se modifica continuamente, o sea, podemos tener una reproducción de los movimientos del objeto enfocado (recordemos que el intervalo mínimo en que podemos percibir fenómenos sucesivos es de 0,1 segundo).

Ahora veremos cómo se logra este efecto mediante el uso de la electrónica.

Pregunta 1.1

¿Qué nombre recibe el fenómeno según el cual nuestra visión no puede percibir (separar) dos fenómenos sucesivos rápidos?

a) Persistencia auditiva.
b) Persistencia retiniana.
c) Capacidad de definición.
d) Barrido.

Respuesta

Nuestra visión es relativamente lenta, y sólo puede distinguir fenómenos que estén separados por más de 1/10 de segundo. Los fenómenos que estén separados por intervalos menores son "recompuestos" y percibidos como uno solo. Este fenómeno recibe el nombre de persistencia retiniana, y es el que posibilita la existencia del cine y la televisión. La respuesta correcta para esta pregunta es la de la alternativa b.

Pregunta 1.2

¿De qué modo se hace el barrido de una imagen para su transmisión en televisión?

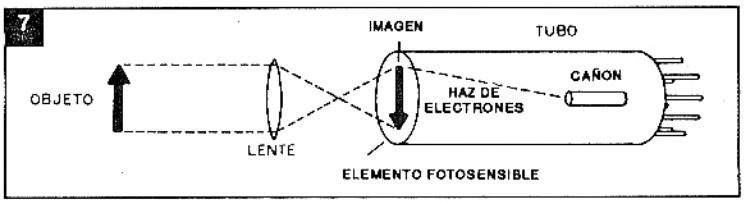
a) En líneas horizontales.
b) En líneas verticales.
c) En sectores rectangulares.
d) Transversalmente.

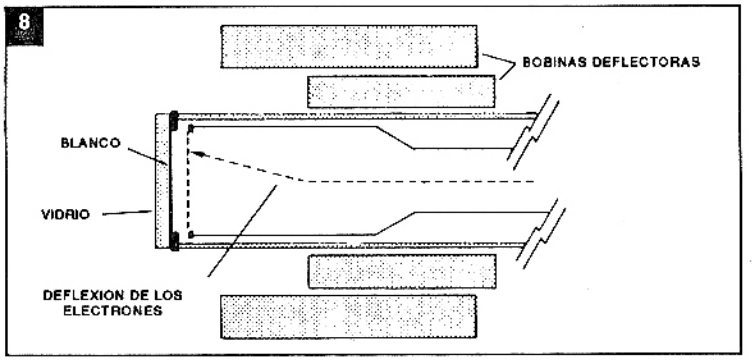
Respuesta

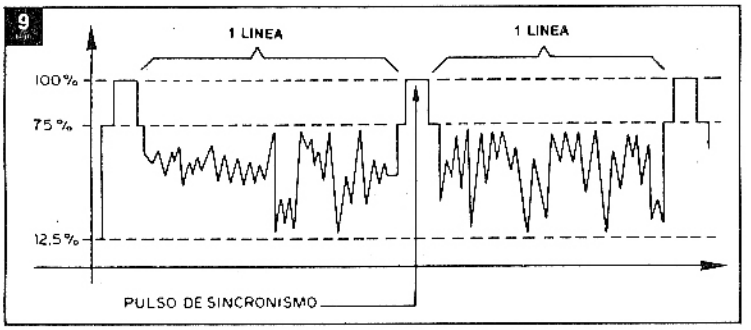
La imagen que debe ser transmitida es "barrida" o explorada siguiendo líneas horizontales. Así, en el caso de nuestra televisión, la imagen es cortada en 625 líneas que son transmitidas en sucesión y después recompuestas en el receptor. Según veremos, esta exploración debe ser hecha en una cierta velocidad para que la imagen pueda ser obtenida en su totalidad. La alternativa a es la respuesta correcta.

La cámara de televisión

El punto de partida de la imagen que llega a su televisor es la cámara de TV, pues ella "capta" la escena y la transforma en señales eléctricas que pueden ser transmitidas por un equipo convencional.







Para entender la televisión debemos partir de la cámara, pues es ella la que forma la imagen que llega a nuestro televisor.

Como vimos en el punto anterior, la imagen debe ser "barrida", dividida en líneas para que cada línea, que consiste en una sucesión de claros y oscuros, pueda ser transmitida. La recomposición de estas líneas en el televisor permite recomponer la imagen original.

El elemento básico de una cámara de TV es un tubo denominado "Vidicón" que tiene la estructura que aparece en la figura 7. (También existen otros denominados "Orticón" y "Plumbicón", pero el más común es el "Vidicón".)

En la parte frontal del tubo existe una lente común de vidrio, cuya finalidad es enfocar la escena sobre una superficie fotosensible.

Esta superficie presenta una propiedad denominada fotoconductividad, que consiste en la disminución de la resistencia por la liberación de cargas en presencia de la luz. Los materiales que se pueden usar en la fabricación de esta superficie son el plomo, el telurio y el selenio.

Por detrás de la superficie fotosensible el tubo de vidrio se prolonga, terminando en un cañón electrónico.

La finalidad de este cañón electrónico es producir un haz de electrones que incidirá en la superficie fotosensible.

Un sistema externo formado por bobinas alrededor del cañón electrónico permite modificar su dirección. Así, aplicando una señal de forma determinada a las bobinas, podemos desplazar el haz de electrones de modo que el mismo "barra" la placa fotosensible, explorando así la imagen proyectada por la lente.

Ocurre entonces lo siguiente en este "barrido": cuando el haz de electrones del cañón electrónico pasa por un punto claro de la imagen proyectada, la liberación de cargas hace que la resistencia obtenida sea disminuida y la señal tiene intensidad mayor en la salida. Cuando el haz explora un punto oscuro la resistencia es mayor. La resistencia varía entre 2 y 20 Megohm para los tubos de cámara de este tipo.

Obtenemos en la salida una corriente variable, que corresponde justamente a los claros y oscuros de cada línea explorada por el haz.

La señal de video, como se la llama, tiene entonces intensidades correspondientes a cada línea transmitida.

Pero la cosa no es tan sencilla. Faltan resolver algunos problemas adicionales.

Una vez transmitida la línea, por ejemplo, se debe también enviar una señal hacia el receptor para que el haz de electrones o el barrido vuelva al comienzo de la pantalla e inicie otra línea. Para que la imagen del televisor corresponda a la imagen captada por la cámara debe haber sincronismo entre ellas. Así, entre cada línea debe existir una señal de sincronismo que es mostrada en la misma figura.

Además de esto, la misma señal de TV debe también transmitir el sonido.

El lector puede percibir fácilmente que una

sucesión de informaciones tan grande como corresponde a una imagen completa más el sonido, precisa un canal de ancho mucho mayor que los 5kHz de la AM, o incluso de la FM. De hecho, para TV el canal usado tiene un ancho mucho mayor, de 6MHz, lo que exige una banda especial para su transmisión.

Próxima lección: cómo se hace la transmisión de la señal de TV.

Pregunta 1.3

¿Cuál es el nombre del tubo más común usado en cámaras de TV?

a) Orticón.
b) Vidicón.
c) Plumbicón.
d) TRC.

Respuesta

Los tres primeros nombres dados en las alternativas a), b) y c) corresponden a tubos usados en cámaras de TV, pero el más común es el Vidicón. TRC significa Tubo de Rayos Catódicos, que es justamente el tubo de imagen usado en la producción de la imagen, o sea, en el televisor. La alternativa b es por lo tanto la respuesta correcta.

Pregunta 1.4

¿Qué ocurre cuando un haz de electrones es sometido a un campo eléctrico o a un campo magnético?

a) Los electrones cambian su trayectoria.
b) Los electrones alteran su carga.
c) Los electrones desaparecen.
d) Los electrones pierden su carga.

Respuesta

Según el sentido del movimiento de un haz de electrones en relación a un campo eléctrico o magnético, puede ocurrir un desvío de su trayectoria. Este efecto es justamente usado en los tubos de rayos catódicos y en las cámaras de TV para hacer el "barrido". Un campo eléctrico o un campo magnético, aplicados convenientemente a la trayectoria de los electrones, hacen su desviación. La alternativa a es la respuesta correcta. ✪

CONSULTAS TECNICAS SOLO POR CORREO

Estimados amigos lectores:

Debido a la cantidad de llamadas telefónicas de todo el país por consultas técnicas para solucionar problemas en circuitos, como así también la presencia de personas que vienen a hacer averiguaciones técnicas por artículos publicados en SABER ELECTRONICA mucho les agradeceremos que en lo sucesivo nos hagan el favor de escribir dando los detalles necesarios, si fuera posible, dibujar un esquema en los que figuren los componentes utilizados a fin de que sea estudiado por nuestro personal técnico, que se ocupará de buscar la solución apropiada para cada caso contestándola en esta sección. NO RESPONDEMOS CONSULTAS TECNICAS POR TELEFONO

Sr. JUAN ISIDRO SEGOVIA HAEDO (Bs. As.)

Estimado amigo:

Ante la cantidad de preguntas formuladas, tratamos de responder a su conformidad (pero lo más breve posible) para ocuparnos de responder también a otros lectores.

En CIRCUITOS & INFORMACIONES, FUERA DE SERIE, y diversos números de SABER ELECTRONICA, hemos publicado distintos circuitos con TRIAC variadores de velocidad o iluminación para la red de corriente alterna. Para reducir la tensión de 220V a 20V aproximadamente, en casos de pequeño consumo, conviene usar transformadores por razones de seguridad.

Para su tranquilidad, hojeando los últimos números de SABER ELECTRONICA, podrá comprobar que hemos incorporado como secciones fijas: Audio, TV y Video,

Un TV puede emplearse como monitor. Para ello sólo debe evitar el sistema de RF (la señal se inyecta luego del detector con la polaridad adecuada).

El diodo como rectificador de la corriente alterna puede considerarse como reductor de tensión, ya que al impedir el paso de uno de los semiciclos de la señal, disminuye su valor eficaz a la mitad.

En receptores de radio, los trimmers pueden fallar con el tiempo debido a la capa de óxido que adquieren sus placas por estar sometidas a las condiciones ambientales (pues no están al vacío).

Cuando en la pantalla de un TV la imagen sube y baja se debe a inestabilidad en el sincronismo vertical por lo cual se debe buscar la falla en el integrado posterior al separador de sincronismo o en el circuito de enclavado vertical.

Es nuestra intención haberle aclarado dudas ¡Hasta la próxima!

Sr. RAUL J. CALDERUCHO BAHIA BLANCA (Bs.As.)

Estimado amigo:

En el artículo "GENERADOR DE AF-RF" publicado en SABER ELECTRONICA Nº 6, se explica que la bobina para la banda baja de frecuencias, puede ser la osciladora de un receptor de AM de la banda comercial (radio portátil común), mientras que la bobina para la banda de frecuencias superiores puede ser la osciladora de un receptor de ondas cortas que opere en frecuencias entre 7 y 10 MHz por lo tanto, removiendo estos componentes de receptores en desuso, ¡usted podrá armar el tan preciado equipo!

Sr. JORGE H. REYES OLAVARRIA (Bs.As.)

Estimado amigo:

Para su empleo en fuentes de alimentación, cuanto mayor sea la corriente que puede suministrar el transformador, mejor; ya que entregará lo que le solicite la carga, por lo tanto puede emplear uno de 3A (que es la máxima corriente que puede entregar) en lugar de 2A. En cuanto a los diodos rectificadores puede emplear 1N5401 o equivalente.

Es conveniente que los diodos Zener sean de 1Watt.

Sr. MARTIN F. GARCIA MUNRO (Bs.As.)

Estimado amigo:

Realmente me encuentro sorprendido por su pregunta, ya que lo que plantea no es muy frecuente. Si en el Probador de ganancia de transistores de SABER ELECTRONICA Nº33 usted tiene dos indicaciones distintas al cambiar de escalas, se puede deber a que en una de ellas esté saturando el transistor bajo prueba, en cuyo caso conviene aumentar la tensión de alimentación del colector, o que la resistencia

interna del amperímetro sea muy elevada, lo que puede perjudicar las condiciones ideales del circuito. Coloque el tester como amperímetro (hasta 50 µA a fondo de escala 1) y retocando los valores de P1 repita la experiencia para asegurarse del instrumento.

Sr. PEDRO M. BLUMENTAL Buenos Aires

Estimado amigo:

Con respecto a su pregunta sobre el encendido electrónico publicado en SABER ELECTRONICA Nº37, cumplimos en informarle que en el Nº40 hemos publicado en la Sección del Lector algunas sugerencias para el mejor funcionamiento del mismo.

Sr. JAVIER A. MOREN SAN SALVADOR (Entre Ríos)

Estimado amigo:

Si su intención es estar informado sobre audio, le aclaramos que en nuestra revista existe una sección que le dará todos los conceptos necesarios sobre el tema, con cierta profundidad. No existen textos que contengan todos los temas y buen nivel con costo reducido.

Si desea una obra literaria buena, le recomiendo el libro "AUDIO" de CEAC, que podrá encontrarlo en las librerías técnicas, pero carece de detalles prácticos.

Sr. ALEJANDRO R. VAZQUEZ Buenos Aires

Estimado amigo:

Sobre su consulta de dónde conseguir bibliografía sobre LASER, además de los artículos publicados en diversos números de SABER ELECTRONICA, le recomiendo por su sencillez, el texto "LASER, APLICACIONES Y PROYECCIONES" de Hrand Huncheryan publicado por Editorial Bell - o sino, si le interesara algo más "INTRODUCCION A LA FIBRA OPTICA Y EL LASER" de Safford (Editorial Paraninfo).

Sr. MARCELO LEO AVELLANEDA (Bs.As.)

Estimado amigo:

Con respecto al "Potente Transmisor de FM a válvula" de SABER ELECTRONICA Nº33, le informo que no existen problemas en la colocación de CV1 y CV2 siempre y cuando estén cerca de L2, mientras que CV1 es aconsejable que se fije sobre la forma en que se construye L1.

Como se trata de un circuito variable o varicap, no es aconsejable fijar su frecuencia con cristales.

Sr. SEBASTIAN E. GARCIA CORONEL SUAREZ (Bs.As.)

Estimado amigo:

Con referencia al "Potente Transmisor de FM" de SABER ELECTRONICA Nº10, los trimmers pueden ser de 2 a 20 pF; se pueden reemplazar los transistores de RF pero, para obtener mayor potencia se deben cambiar los resistores de polarización según los cálculos correspondientes. Las fuentes de señal pueden ser cualquier información de audio.

El alcance de la emisora se reduce a algunos cientos de metros con una buena antena (con justeza alcanzaría los 2 Km). Ahora bien, si usted desea mayor alcance, le rogamos pasar vista por la Sección del Lector del Nº30, donde se especifica esta posibilidad y cómo conseguirla.

No sabemos con exactitud si ahora tienen existencia delos transistores 2N2218 ó 2N2219 ó 2N2220, ni si efectúan envíos al interior, pero consulte en RADIO ONCE, de la calle Misiones 52 de BUENOS AIRES, pues solían tenerlos.

EDITORIAL QUARK

HORARIO DE ATENCION AL PUBLICO

LUNES A VIERNES DE 9 A 12 Y DE 14 A 18